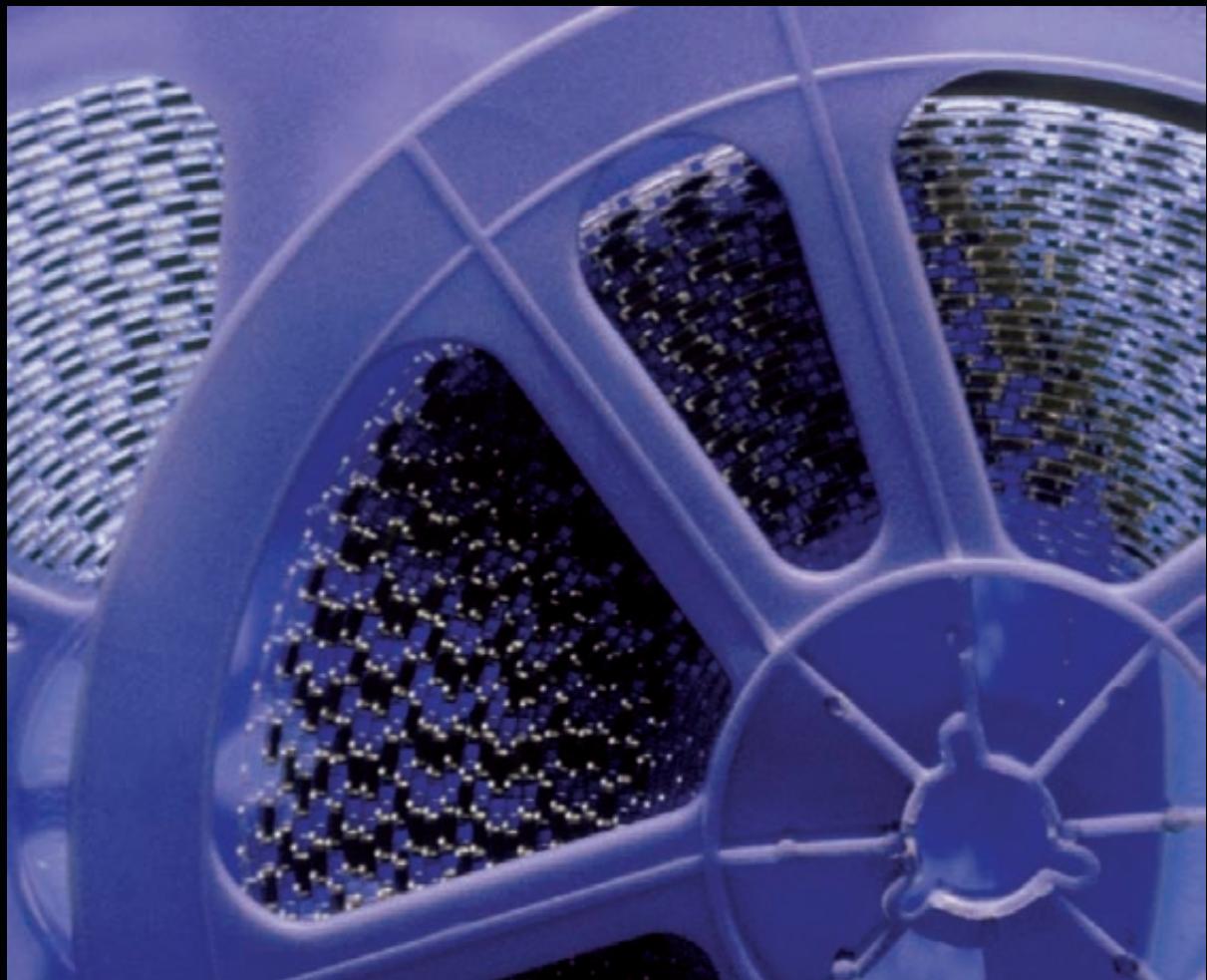


MÁQUINAS ELÉCTRICAS Y SISTEMAS DE POTENCIA

SEXTA EDICIÓN



Theodore Wildi

MÁQUINAS ELÉCTRICAS Y SISTEMAS DE POTENCIA

SEXTA EDICIÓN

THEODORE WILDI

PROFESOR EMÉRITO, UNIVERSIDAD LAVAL

TRADUCCIÓN

Rodolfo Navarro Salas

Ingeniero Mecánico

Universidad Nacional Autónoma de México

REVISIÓN TÉCNICA

Luis Mauro Ortega González

Ingeniero Mecánico Electricista

Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores
de Monterrey-Campus Estado de México



México • Argentina • Brasil • Colombia • Costa Rica • Chile • Ecuador
España • Guatemala • Panamá • Perú • Puerto Rico • Uruguay • Venezuela

Datos de catalogación bibliográfica

WILDI, THEODORE

Máquinas eléctricas y sistemas de potencia.
Sexta edición.

PEARSON EDUCACIÓN, México, 2007

Área: Ingeniería

ISBN: 970-26-0814-7

Formato: 18.5 × 23.5 cm

Páginas: 960

Authorized translation from the English language edition, entitled *Electric machines* by Theodore Wildi, published by Pearson Education, Inc., publishing as PRENTICE HALL, INC., Copyright © 2006. All rights reserved.
ISBN 0-13-177691-6

Traducción autorizada de la edición en idioma inglés, *Electric machines* por Theodore Wildi, publicada por Pearson Education, Inc., publicada como PRENTICE-HALL INC., Copyright © 2006. Todos los derechos reservados.

Esta edición en español es la única autorizada.

Edición en español

Editor: Pablo Miguel Guerrero Rosas
e-mail: pablo.guerrero@pearsoned.com
Editor de desarrollo: Bernardino Gutiérrez Hernández
Supervisor de producción: José Hernández Garduño

Edición en inglés

Assistant Vice President and Publisher: Charles E. Stewart, Jr.
Production Editor: Alexandrina Benedicto Wolf
Production Coordination: Carlisle Publishers Services
Design Coordinator: Diane Ernsberger
Cover Designer: Terry Rohrbach
Cover Art: Index Stock
Production Manager: Matt Ottenweller
Marketing Manager: Ben Leonard

SEXTA EDICIÓN, 2007

D.R. © 2006 por Pearson Educación de México, S.A. de C.V.
Atlacomulco 500-5o. piso
Industrial Atoto
53519, Naucalpan de Juárez, Edo. de México
E-mail: editorial.universidades@pearsoned.com

Cámara Nacional de la Industria Editorial Mexicana. Reg. núm. 1031.

Prentice Hall es una marca registrada de Pearson Educación de México, S.A. de C.V.

Reservados todos los derechos. Ni la totalidad ni parte de esta publicación pueden reproducirse, registrarse o transmitirse, por un sistema de recuperación de información, en ninguna forma ni por ningún medio, sea electrónico, mecánico, fotoquímico, magnético o electroóptico, por fotocopia, grabación o cualquier otro, sin permiso previo por escrito del editor.

El préstamo, alquiler o cualquier otra forma de cesión de uso de este ejemplar requerirá también la autorización del editor o de sus representantes.

ISBN: 970-26-0814-7

Impreso en México. *Printed in Mexico.*

1 2 3 4 5 6 7 8 9 0 - 10 09 08 07



PREFACIO

Al preparar la sexta edición de este libro, quise incluir varios temas nuevos que están teniendo un impacto importante en el campo de la potencia eléctrica. Por ello, en los párrafos siguientes deseo poner a su consideración estos cinco temas nuevos.

1. En el capítulo 13, secciones 13.23 a 13.26, explico las propiedades y el comportamiento de la máquina de inducción doblemente alimentada. La velocidad se varía aplicando una frecuencia fija al estator y una frecuencia variable al rotor, de ahí el nombre “doblemente alimentado”. Estas máquinas se han utilizado tradicionalmente como motores de velocidad variable para propulsar grandes bombas. Sin embargo, se les ha encontrado un nuevo uso: como generadores de turbina de viento doblemente alimentados para producir electricidad. Debido a la importancia de las turbinas de viento, considero que es necesario dedicar algo de espacio y tiempo a esta máquina especial.
2. En el capítulo 21, secciones 21.45 a 21.51, realicé algunas modificaciones importantes al tratamiento de la modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés). Agregué texto y nuevas figuras para ilustrar mejor esta tecnología.
3. El capítulo 23 cubre varios métodos de control electrónico de velocidad de motores eléctricos. En las secciones 23.31 a 23.40 agregué otro

método importante llamado Control de Momento de Torsión Directo (DTC, por sus siglas en inglés). En lugar de utilizar modulación por ancho de pulso a frecuencia constante y control vectorial, el DTC emplea una técnica bang-bang especial (histéresis). Por lo tanto, el DTC requiere un nuevo punto de vista con respecto a la velocidad y control del momento de torsión. La explicación es directa, basada en los principios del motor de inducción.

4. En el capítulo 24, secciones 24.28 a 24.35, analizo la potencia del viento y el uso de turbinas para extraer energía del viento. Explico varios métodos de generación de potencia eléctrica, cada uno con sus propios méritos particulares.
5. El capítulo 28, secciones 28.20 a 28.24, introduce el método de transmisión de potencia eléctrica HVDC LightTM. Es una nueva e importante forma de transportar potencia a lugares remotos; esto ha sido posible gracias a la cada vez mayor capacidad de manipulación de potencia de los IGBTs. Sus altas frecuencias de commutación permiten utilizar la técnica PWM mediante convertidores con capacidades de decenas de megawatts. Como resultado, el tamaño de los filtros armónicos se reduce en gran medida y, aún más importante, los convertidores pueden absorber o suministrar potencia reactiva como se requiera.

Otro punto importante es que el Manual del Instructor de esta sexta edición ha sido transformado por completo. En lugar de la solución de problemas escrita a mano, ahora todo el manual está tipografiado, por lo que es más fácil de leer. Además, como una fuente de información independiente, aparecen con regularidad problemas industriales (y sus soluciones) en el sitio Web: www.pearsonedu-cacion.net/wildi.

El nuevo material presentado en esta sexta edición asciende a cerca de 50 páginas. Sin embargo, es importante reconocer que estas páginas extra dependen de cientos de páginas que ya están en el libro. Por ejemplo, si se escribiera un libro que tratara solamente sobre generadores de viento, requeriría por lo menos 200 páginas para describir el principio de máquinas de inducción, electrónica de potencia, control de velocidad, etcétera. La amplia cobertura del libro permite introducir estos nuevos e importantes temas sin tener que volver a explicar los principios subyacentes. Ya están allí. Además, ofrece al lector la ventaja especial de ver cómo todos estos temas técnicos están consistentemente relacionados.

Un repaso de las tecnologías en desarrollo

La edición previa de este libro fue motivada en parte por el gran incremento de las computadoras en controles y automatización industriales. Los programas computacionales pueden simular relevadores y contactos de relevador. Estos controles computarizados de encendido/apagado han eliminado el cableado y la instalación de componentes de hardware para dar paso a relevadores y contactos virtuales que se pueden programar con un teclado. Con la ayuda de las comunicaciones por Internet, estos controladores lógicos programables (PLC, por sus siglas en inglés) a menudo se integran al proceso de manufactura total, lo que conduce a su integración a la gerencia, ventas, compras y satisfacción del cliente.

Similar commoción ha ocurrido en la tecnología de potencia. Simplemente es asombroso atestiguar la entrada de la electrónica de potencia en todas las facetas de los controles industriales. Así pues, ya no es pertinente analizar las máquinas de cd y de ca de forma aislada, porque ahora se instalan siempre con un control electrónico. Por consiguiente, el término control aho-

ra se refiere no sólo al motor sino a toda la unidad que controla el momento de torsión y la velocidad de la máquina. Esto influye directamente en la forma en que se imparten los cursos de potencia eléctrica.

¿Cómo ocurrió este dramático cambio? Se debe principalmente al desarrollo de dispositivos de conmutación transistorizados de alta potencia, como transistores bipolares con puerta aislada (IGBT, por sus siglas en inglés), que pueden operar a frecuencias de hasta 20 kHz. El cambio también ha sido impulsado por los tiristores sencillos y por los tiristores con puerta de corte rápido (GTO, por sus siglas en inglés) que pueden manejar corriente de varios miles de amperes a voltajes de hasta 5 kV. Otro elemento clave es la potencia de cómputo de los microprocesadores que pueden procesar datos en tiempo real a una velocidad increíble.

Las altas frecuencias de conmutación de los IGBT permiten utilizar técnicas de modulación por ancho de pulso en convertidores de potencia. Esto, a su vez, permite controlar el momento de torsión y la velocidad de motores de inducción hasta una velocidad cero.

La mayoría de los controles industriales tienen capacidades que van desde fracciones de caballo de fuerza hasta los 500 hp. Ése es precisamente el rango que ahora está disponible para control mediante IGBT. El resultado ha sido una explosión en la mejora de controles obsoletos. Los bajos costos de mantenimiento, la alta eficiencia y la mayor productividad han hecho que tales cambios sean económicamente atractivos. Por lo tanto, los controles de cd están siendo reemplazados por controles de motor de inducción que requieren menos mantenimiento y que con frecuencia ofrecen un desempeño dinámico igual o superior.

Cada sector de la actividad industrial y comercial se ha visto beneficiado por esta tecnología. Los elevadores eléctricos, las locomotoras eléctricas, los vehículos eléctricos, los servomecanismos, los sistemas de calefacción, ventilación y aire acondicionado, los ventiladores, los compresores e innumerables líneas de producción industrial se están actualizando con esta nueva tecnología.

El cambio también está afectando la transmisión y distribución de potencia eléctrica, una industria que ha permanecido relativamente estable por más de 50 años. En ésta, las grandes máquinas rotatorias, como condensadores síncronos y cambiadores de frecuen-

cia, están siendo reemplazadas por convertidores transistorizados que no tienen partes móviles.

El importante trabajo de desarrollo también ha dado como resultado la creación de commutadores estáticos de alta potencia, capacitores en serie controlados por tiristores y convertidores que pueden realizar la función de transformadores de desplazamiento de fase. Estos nuevos métodos de control de flujo de potencia, conocidos como FACTS (acrónimo de Flexible AC Transmission Systems), permitirán que las líneas de transmisión y distribución existentes transporten más potencia para satisfacer la creciente demanda de electricidad. Gracias a su respuesta extremadamente rápida, los convertidores también pueden estabilizar una red que pudiera verse repentinamente amenazada por una perturbación inesperada.

Es un hecho notable que todas estas innovaciones tienen una base común. Es decir, la tecnología del convertidor utilizada en controles de motor eléctrico es similar a la empleada para controlar el flujo de potencia en plantas eléctricas. En consecuencia, todo queda perfecta y coherentemente en su lugar. La enseñanza y el aprendizaje de máquinas eléctricas, controles y sistemas de potencia se vuelven más fáciles.

Un breve vistazo a algunos capítulos clave

En el capítulo 2 se incluye la escritura de ecuaciones de circuito. La mayoría de los estudiantes sabe cómo resolverlas, aunque muchos experimentan dificultades al formularlas. Por lo tanto, expongo una metodología de solución de circuitos de ca/cd que es particularmente fácil de seguir. Los lectores se sentirán contentos de remitirse a esta sección como un recordatorio para el procedimiento de solución de circuitos.

El capítulo 11, Transformadores especiales, incluye transformadores de alta frecuencia. Se guía al lector a través del razonamiento sobre el diseño de tales transformadores, y de por qué se vuelven más pequeños conforme se incrementa la frecuencia. Los transformadores de alta frecuencia están directamente relacionados con las altas frecuencias encontradas en convertidores de commutación.

El capítulo 16, Generadores síncronos, muestra por qué un incremento de tamaño conduce inevitablemente a eficiencias más altas y rendimientos más grandes por kilogramo. Este aspecto fundamental del diseño de máquinas resultará de gran interés para los lectores.

En el capítulo 18 se desarrolla el diagrama de circuito equivalente de un motor de inducción monofásico. Presenta un método riguroso, aunque simple, basado en el motor de inducción trifásico.

El capítulo 21, Elementos fundamentales de electrónica de potencia, analiza los convertidores de commutación y técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM). Ilustra la extraordinaria versatilidad de los convertidores IGBT y cómo hacer que generen casi cualquier forma de onda y frecuencia.

El capítulo 23, Control electrónico de motores de corriente alterna, describe las propiedades de los motores de inducción que operan a velocidades variables. Una sección especial explica los fundamentos de los controles PWM y el control vectorial de flujo.

El capítulo 29, Controladores de transmisión y distribución de estado sólido, explica las tecnologías que se encuentran en proceso de desarrollo para controlar electrónicamente el flujo de potencia eléctrica. También expone la calidad de la potencia eléctrica con respecto a disminuciones de voltaje, aumentos de voltaje, armónicos y apagones. A medida que la desregulación de la potencia eléctrica se vuelva una realidad, estos métodos electrónicos para controlar la calidad de la electricidad cobrarán cada vez más importancia.

El capítulo 30, Armónicos, revela cómo se generan éstos y cómo afectan el comportamiento de los capacitores, inductores, cables, transformadores y la calidad de la potencia eléctrica. Los armónicos a menudo son vistos con miedo e inquietud. Este capítulo explíca, con un lenguaje simple, de dónde provienen y la manera de reducirlos al mínimo y controlarlos.

¿A quién está dirigido este libro?

La materia descrita en este libro requiere sólo un conocimiento básico de la teoría básica de circuitos, álgebra y algo de trigonometría.

Debido al tratamiento comprensible de todos los temas, este libro cubre las necesidades de una amplia gama de lectores. En primer lugar, es apropiado para los estudiantes que lleven un programa de electricidad de 2 años en colegios comunitarios, institutos técnicos y universidades. Gracias a su muy amplia cobertura, el texto también se puede incorporar a un programa tecnológico de 4 años. Muchas universida-

des han adoptado el libro para sus cursos de servicio de potencia eléctrica.

Los instructores responsables de capacitación industrial encontrarán que este libro contiene un caudal de información práctica que se puede aplicar directamente al laboratorio más grande de todos: la industria eléctrica misma.

Por último, en un momento en el que se están dedicando muchos esfuerzos a la educación continua, este libro, con la gran cantidad de problemas planteados, se adapta particularmente bien al autoaprendizaje.

Los ejercicios al final de cada capítulo están divididos en tres niveles de aprendizaje: práctico, intermedio y avanzado. Además, para motivar al lector a que resuelva los problemas, al final del libro se dan las respuestas.

Asimismo, el lector puede consultar la lista de libros, artículos técnicos y sitios Web que se proporciona en la sección Referencias, en la parte final del libro.

Una rápida hojeada al libro muestra la importancia conferida a las fotografías. Todo el equipo y los sistemas se ilustran con diagramas e imágenes, que los muestran en varias etapas de construcción o en uso real. Es posible que algunos estudiantes nunca hayan visitado una planta industrial o visto de cerca el equipo utilizado en la transmisión y distribución de energía eléctrica. Las fotografías ayudan a ilustrar el grandioso tamaño de estos dispositivos y máquinas.

En los 31 capítulos se hizo un concienzudo esfuerzo por conservar la consistencia a fin de que el lector perciba la forma en que los diversos conceptos están interrelacionados. Por ejemplo, la terminología y ecuaciones de potencia para máquinas síncronas son similares a las encontradas en líneas de transmisión; las líneas de transmisión, a su vez, plantean la cuestión de potencia reactiva. Y la potencia reactiva es un aspecto importante en los convertidores electrónicos. Por consiguiente, el conocimiento obtenido en un sector se refuerza y amplía al descubrir que se puede utilizar en otro. Como resultado, aprender sobre máquinas, controles y sistemas de potencia eléctricos se vuelve una experiencia desafiante que invita a la reflexión.

Para transmitir los aspectos del mundo real de la maquinaria y sistemas de potencia, se ha prestado especial atención a la inercia de las masas rotatorias, las limitaciones físicas de los materiales y el problema

creado por el calor. Este enfoque concuerda con los programas multidisciplinarios de muchas universidades e institutos técnicos.

En suma, este libro emplea un enfoque teórico, práctico y multidisciplinario que permite un amplio entendimiento de la tecnología de potencia eléctrica. Claramente, ya no es la materia formal, considerada así por muchos años. Existe una buena razón para creer que este campo dinámico en expansión abrirá nuevas oportunidades profesionales para muchas personas.

Me gustaría hacer una observación final con respecto al uso de este libro. Como mencioné antes, la tecnología de potencia ha tenido un avance espectacular en los últimos 10 años, debido principalmente a la disponibilidad de semiconductores de acción rápida. En el campo de las máquinas, controles y sistemas de potencia eléctricos, habrá un largo periodo de consolidación durante el cual las máquinas y dispositivos existentes serán reemplazados por modelos más modernos. Pero la tecnología básica, descrita en este libro, no cambiará de manera significativa en el futuro cercano. Por consiguiente, podrá utilizar este libro como una valiosa referencia durante mucho tiempo.

Agradecimientos

Me gustaría agradecer la importante contribución de las siguientes personas, tanto en esta edición como en sus versiones anteriores.

Profesores y revisores: Robert T. H. Alden, profesor emérito, Universidad McMaster; Ramón E. Ariza, Colegio Comunitario Delgado; Fred E. Eberlin, asesor educativo, David Krispinsky, Instituto Tecnológico de Rochester; Athula Kulatunga, Universidad Estatal del Sureste de Missouri; Rick Miller, Universidad Estatal Ferris; M. H. Nehir, Universidad Estatal de Montana; Martín M. Peros, Colegio Séneca; James E. Roach, Universidad Bob Jones; Chandra Sekhar, Universidad de Purdue; Gerald Sevigny, Colegio Técnico del Sur de Maine; Philippe Viarouge, Universidad Laval; Stacy Wilson, Universidad Occidental de Kentucky, y Thomas Young, Instituto Tecnológico de Rochester.

Extiendo una nota especial de agradecimiento a Scott Norr, de la Universidad de Minnesota-Duluth, y Andrzej Trzynacilowski, de la Universidad de Nebraska-Reno, por su valiosa retroalimentación.

Contribuciones comerciales, industriales e institucionales: Gilbert Sybille, de Hydro-Québec Power System Simulation Laboratory (IREQ), André Dupont, Raj Kapila, G. Linhofer y Katherine Sahapoglu de ABB; Roger Bullock, Gerry Goyette, Jim McCormick, James Nanney, Darryl J. Van Son y Roddy Yates de Baldor Electric Company; Jacques Bédard, Guy Goupil y Michel Lessard de Lab-Volt Ltd.; Richard B. Dubé de General Electric Company; Abdel-Aty Edric y Ashock Sundaram de Electric Power Research Institute; Neil H. Woodley de Westinghouse Electric Corporation; Maurice Larabie, Jean-Louis Marin y Bernard Oegema de Schneider Canada; Carl Tobie de Edison Electric Institute; Damiano Esposito y Vance E. Gulliksen de Carnival Cruise Lines; Scott Lindsay de Daiya Control Systems; Louis Bélisle y Jean Lamontagne de Lumen; Benoit Arsenault y Les Halmos de Allen Bradley.

También deseo expresar mi aprecio a Charles E. Stewart, Jr., editor; Mayda Bosco, editora asociada, y Alexandrina B. Wolf, editora de producción en jefe, todos de Prentice Hall, por planificar, coordinar y gestionar este texto.

Mi hijo, Karl, ayudó nuevamente en la preparación del procesamiento de texto de esta última edición.

Mi agradecimiento también para mi esposa, Rachael, por haberme apoyado en mi continua vocación como autor, asesor y maestro.

También deseo expresar mi gratitud a los instructores y estudiantes, ingenieros practicantes y técnicos que enviaron sus preguntas y sugerencias (en inglés) a wildi@wildi-theo.com. Usted está cordialmente invitado a hacer lo mismo.

Theodore Wildi

CRÉDITOS DE FOTOGRAFÍAS

Páginas 21, 86, 87, 107, 115, 379, 673, 679, 681, 682, 733, 743, 744, 750, 755, 773, 783, 785, 804, 821 de General Electric; páginas 99, 100, 289 de H. Roberge; páginas 117, 264, 308, 410, 605, 619, 633 de Baldor Electric Company; página 136 de Weston Instruments; páginas 204, 239, 251, 320, 347, 352, 378, 597, 598, 640, 742, 743, 830 de ABB; página 207 de Hammond; páginas 209, 232, 825, 826, 844, 845 de Westinghouse; páginas 232, 250 de Ferranti-Packard; páginas 233, 746 de Montel, Sprecher and Schuh; página 235 de American Superior Electric; páginas 252, 394 674, 710, 711, 712, 731, 733, 745, 748, 750, 806, 807 de Hydro-Québec; páginas 265, 362, 400, 642, 779, 887, 888 de Lab Volt; páginas 267, 309 de Brook Crompton-Parkinson Ltd.; página 290 de Electro-Mechanik; páginas 294, 295, 323 362, 449, 450, 460, 561, 786 de Siemens; páginas 308, 309, 399, 412 de Gould; página 312 de Reliance Electric; páginas 345, 346, 348, 675 de Marine Industrie; páginas 350, 352 de Allis-Chalmers Power Systems, Inc.; página 353 de Air Fiance; páginas 432, 433, 441 de Pacific Scientific, Motor and Control Division, Rockford, IL; páginas 433, 434 de AIRPAX Corporation; páginas 448, 450, 455, 458, 460, 466, 833 de Square D; páginas 448, 449, 456, 457 de Klockner-Moeller; página 449 de Potter and Brumfield; páginas 451, 459 de Telemecanique, Group Schneider; página 462 de Hubbel; páginas 485, 501, 508 de International Rectifier; página 609 de Robicon Corporation; página 641 de Carnival Cruise Lines; página 675 de Les Ateliers d'ingenierie Dominion; página 677 de Tennessee Valley Authority; página 679 de Novenco, Inc.; página 736 de Pirelli Cables Limited; página 680 de Foster-Wheeler Energy Corporation; página 681 de Portland General Electric; páginas 683, 684 de Electricity Commission of New South Wales; página 688 de Connecticut Yankee Atomic Power Company-Georges Betancourt; página 689 de Atomic Energy of Canada; página 709 de Canadian Ohio Brass Co., Ltd.; página 716 de IREQ; página 742 de Canadian General Electric; páginas 745, 746, 756 de Dominion Cutout; páginas 745, 746, 747, 749 de Kearney; página 773 de Sangamo; página 777 de Gentec Inc.; página 780 de Service de la C.I.D.E.M., Ville de Montreal; página 800 de GEC Power Engineering Limited, Inglaterra; página 801 de Manitoba Hydro; página 804 de New Brunswick Electric Power Commission; páginas 805, 806 de United Power Association; página 820 de EPRI; página 289 de Services Électromécaniques Roberge; página 878 de Fluke Electronics Canada, Inc.; páginas 890, 891, 892, 897 de Omron Canada, Inc.; páginas 899, 900, 901, 903 de St. Lawrence Stevedoring; páginas 902, 903, 904, 905 de Schneider Electric; página 133 de Leroy Somer and Emerson Electric; página 444 de Emerson Electric.

RESUMEN DE CONTENIDO

PARTE 1. FUNDAMENTOS

- 1 UNIDADES, 3
- 2 FUNDAMENTOS DE ELECTRICIDAD, MAGNETISMO Y CIRCUITOS, 15
- 3 FUNDAMENTOS DE MECÁNICA Y CALOR, 50

PARTE 2. MÁQUINAS ELÉCTRICAS Y TRANSFORMADORES

- 4 GENERADORES DE CORRIENTE DIRECTA (CD), 71
- 5 MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA, 96
- 6 EFICIENCIA Y CALENTAMIENTO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS, 120

- 7 POTENCIA ACTIVA, REACTIVA Y APARENTE, 134
- 8 CIRCUITOS TRIFÁSICOS, 158
- 9 EL TRANSFORMADOR IDEAL, 183
- 10 TRANSFORMADORES PRÁCTICOS, 197
- 11 TRANSFORMADORES ESPECIALES, 225
- 12 TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS, 243
- 13 MÁQUINAS DE INDUCCIÓN TRIFÁSICAS, 263
- 14 SELECCIÓN Y APLICACIÓN DE LAS MÁQUINAS DE INDUCCIÓN TRIFÁSICAS, 307

- | | |
|--|---|
| 15 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR DE INDUCCIÓN, 330 | 26 DISTRIBUCIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA, 740 |
| 16 GENERADORES SÍNCRONOS, 343 | 27 EL COSTO DE LA ELECTRICIDAD, 771 |
| 17 MOTORES SÍNCRONOS, 377 | 28 TRANSMISIÓN DE CORRIENTE DIRECTA, 788 |
| 18 MOTORES MONOFÁSICOS, 399 | 29 CONTROLADORES DE TRANSMISIÓN Y DISTRIBUCIÓN DE ESTADO SÓLIDO, 816 |
| 19 MOTORES DE VELOCIDAD GRADUAL O DE PASOS, 425 | 30 ARMÓNICOS, 847 |
| PARTE 3. CONTROLES ELÉCTRICOS Y ELECTRÓNICOS | |
| 20 FUNDAMENTOS DE CONTROL DE MOTORES INDUSTRIALES, 447 | 31 CONTROLADORES LÓGICOS PROGRAMABLES, 879 |
| 21 ELEMENTOS FUNDAMENTALES DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA, 480 | Referencias, 907 |
| 22 CONTROL ELECTRÓNICO DE MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA, 555 | Apéndices, 913 |
| 23 CONTROL ELECTRÓNICO DE MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA, 589 | Tablas de conversión, 913 |
| PARTE 4. SISTEMAS DE POTENCIA ELÉCTRICA, GENERACIÓN, TRANSMISIÓN Y DISTRIBUCIÓN | |
| 24 GENERACIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA, 665 | Propiedades de materiales aislantes, 917 |
| 25 TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA, 706 | Propiedades eléctricas, mecánicas y térmicas de algunos conductores (y aisladores) comunes, 918 |
| | Propiedades de conductores de cobre redondos, 919 |
| | Respuestas a problemas, 921 |
| | Respuestas a problemas de aplicación industrial, 925 |
| | Índice, 927 |

CONTENIDO

PARTE 1. FUNDAMENTOS

1 UNIDADES, 3

- 1.0 Introducción, 3
- 1.1 Sistemas de unidades, 3
- 1.2 Acostumbrándose al SI, 4
- 1.3 Unidades base y derivadas del SI, 4
- 1.4 Definiciones de unidades base, 5
- 1.5 Definiciones de unidades derivadas, 5
- 1.6 Múltiplos y submúltiplos de unidades del SI, 7
- 1.7 Unidades comúnmente utilizadas, 7
- 1.8 Tablas de conversión y su uso, 8
- 1.9 El sistema de medición por unidad, 9
- 1.10 Sistema por unidad con una base, 10
- 1.11 Sistema por unidad con dos bases, 11
- Preguntas y problemas, 12

2 FUNDAMENTOS DE ELECTRICIDAD, MAGNETISMO Y CIRCUITOS, 15

- 2.0 Introducción, 15
- 2.1 Flujo de corriente convencional y flujo de corriente de electrones, 15
- 2.2 Diferencia entre fuentes y cargas, 16

- 2.3 Notación de signos, 17
- 2.4 Notación de doble subíndice para voltajes, 17
- 2.5 Notación de signos para voltajes, 17
- 2.6 Gráfica de un voltaje de corriente alterna, 18
- 2.7 Corrientes positivas y negativas, 19
- 2.8 Voltaje sinusoidal, 19
- 2.9 Conversión de funciones senoïdales en funciones senoidales, 20
- 2.10 Valor efectivo (o rms) de un voltaje de ca, 20
- 2.11 Representación fasorial, 21
- 2.12 Armónicos, 23
- 2.13 Energía en un inductor, 25
- 2.14 Energía en un capacitor, 25
- 2.15 Algunas ecuaciones útiles, 26
- Electromagnetismo**
- 2.16 Intensidad de campo magnético H y densidad de flujo B , 27
- 2.17 Curva B - H de vacío, 27
- 2.18 Curva B - H de un material magnético, 27
- 2.19 Determinación de la permeabilidad relativa, 28
- 2.20 Ley de Faraday de inducción electromagnética, 29

- 2.21 Voltaje inducido en un conductor, 30
 2.22 Fuerza de Lorentz en un conductor, 31
 2.23 Dirección de la fuerza que actúa en un conductor recto, 31
 2.24 Densidad de flujo residual y fuerza coercitiva, 32
 2.25 Lazo de histéresis, 33
 2.26 Pérdida por histéresis, 33
 2.27 Pérdidas de histéresis provocadas por rotación, 33
 2.28 Corrientes parásitas, 34
 2.29 Corrientes parásitas en un núcleo de hierro estacionario, 35
 2.30 Pérdidas por corrientes parásitas en un núcleo rotatorio, 35
 2.31 Corriente en un inductor, 36
Circuitos y ecuaciones
 2.32 Ley del voltaje de Kirchhoff, 40
 2.33 Ley del voltaje de Kirchhoff y notación de doble subíndice, 40
 2.34 Ley de las corrientes de Kirchhoff (KCL), 41
 2.35 Corrientes, impedancias y voltajes asociados, 41
 2.36 Leyes de Kirchhoff y circuitos de ca, 43
 2.37 Ley de voltajes de Kirchhoff (KVL) y notación de signos, 43
 2.38 Solución de circuitos de ca y de cd con notación de signos, 44
 2.39 Circuitos y notación híbrida, 45
 Preguntas y problemas, 46
- 3 FUNDAMENTOS DE MECÁNICA Y CALOR, 50**
- 3.0 Introducción, 50
 3.1 Fuerza, 50
 3.2 Momento de torsión o par, 51
 3.3 Trabajo mecánico, 51
 3.4 Potencia, 52
 3.5 Potencia de un motor, 52
 3.6 Transformación de energía, 53
 3.7 Eficiencia de una máquina, 53
 3.8 Energía cinética de movimiento lineal, 54
 3.9 Energía cinética de rotación, momento de inercia, 54
 3.10 Momento de torsión o par, inercia y cambio de velocidad, 57
 3.11 Velocidad de un sistema motor/carga, 57
- 3.12 Flujo de potencia en un sistema mecánicamente acoplado, 58
 3.13 Motor que impulsa una carga que tiene inercia, 58
 3.14 Motores eléctricos que impulsan cargas en movimiento lineal, 59
 3.15 Calor y temperatura, 60
 3.16 Escalas de temperatura, 61
 3.17 Calor requerido para elevar la temperatura de un cuerpo, 61
 3.18 Transmisión de calor, 62
 3.19 Transferencia de calor por conducción, 62
 3.20 Transferencia de calor por convección, 63
 3.21 Cálculo de las pérdidas por convección, 63
 3.22 Transferencia de calor por radiación, 64
 3.23 Cálculo de pérdidas por radiación, 64
 Preguntas y problemas, 65
- PARTE 2. MÁQUINAS ELÉCTRICAS Y TRANSFORMADORES**
- 4 GENERADORES DE CORRIENTE DIRECTA (CD), 71**
- 4.0 Introducción, 71
 4.1 Generación de voltaje de ca, 71
 4.2 Generador de corriente directa, 72
 4.3 Diferencia entre generadores de ca y de cd, 73
 4.4 Mejoramiento de la forma de onda, 73
 4.5 Voltaje inducido, 75
 4.6 Zonas neutras, 76
 4.7 Valor del voltaje inducido, 76
 4.8 Generador bajo carga: proceso de conversión de energía, 77
 4.9 Reacción de armadura, 77
 4.10 Cambio o ajuste de las escobillas para mejorar la commutación, 78
 4.11 Polos commutadores, 79
 4.12 Generador con excitación independiente, 79
 4.13 Operación sin carga (o vacío) y curva de saturación, 80
 4.14 Generador en derivación (o shunt), 80
 4.15 Control de voltaje de un generador en derivación, 81
 4.16 Circuito equivalente, 82

4.17	Generador con excitación independiente bajo carga, 82	5.21	Polos comutadores, 113
4.18	Generador en derivación bajo carga, 83	5.22	Devanado compensador, 114
4.19	Generador compuesto, 83	5.23	Fundamentos del control de velocidad variable, 114
4.20	Generador compuesto diferencial, 84	5.24	Motores de imán permanente, 117
4.21	Características de carga, 84		Preguntas y problemas, 118
4.22	Especificaciones del generador, 84		
	Construcción de generadores de corriente directa		
4.23	Campo, 85	6.0	Introducción, 120
4.24	Armadura, 86	6.1	Pérdidas mecánicas, 120
4.25	Conmutador y escobillas, 86	6.2	Pérdidas eléctricas, 120
4.26	Detalles de un generador de varios polos, 88	6.3	Pérdidas como una función de la carga, 123
4.27	Proceso de commutación ideal, 91	6.4	Curva de eficiencia, 123
4.28	Proceso de commutación práctico, 92	6.5	Aumento de la temperatura, 125
	Preguntas y problemas, 94	6.6	Expectativa de vida del equipo eléctrico, 126
5	MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA, 96	6.7	Clasificación térmica de los aislantes, 126
5.0	Introducción, 96	6.8	Temperatura ambiente máxima y aumento de la temperatura del punto caliente, 127
5.1	Fuerza contraelectromotriz (fcem), 96	6.9	Estimación del aumento de la temperatura mediante el método de resistencia, 129
5.2	Aceleración del motor, 97	6.10	Relación entre la velocidad y el tamaño de la máquina, 130
5.3	Potencia y par o momento de torsión mecánicos, 98		Preguntas y problemas, 131
5.4	Velocidad de rotación, 100		
5.5	Control de velocidad por medio de la armadura, 101	7	POTENCIA ACTIVA, REACTIVA Y APARENTE, 134
5.6	Control de velocidad por medio del campo, 102	7.0	Introducción, 134
5.7	Motor en derivación (shunt) bajo carga, 103	7.1	Potencia instantánea, 134
5.8	Motor en serie, 104	7.2	Potencia activa o real, 136
5.9	Control de la velocidad de un motor en serie, 105	7.3	Potencia reactiva, 137
5.10	Aplicaciones del motor en serie, 106	7.4	Definición de carga y fuente reactivas, 138
5.11	Motor compuesto, 106	7.5	Capacitor y potencia reactiva, 139
5.12	Inversión de la dirección de rotación, 107	7.6	Distinción entre potencia activa y potencia reactiva, 140
5.13	Arranque de un motor en derivación, 108	7.7	Cargas activa y reactiva combinadas: potencia aparente, 141
5.14	Arrancador de reóstato manual, 108	7.8	Relación entre P , Q y S , 141
5.15	Frenado de un motor, 109	7.9	Factor de potencia, 143
5.16	Frenado dinámico, 109	7.10	Triángulo de potencia, 144
5.17	Frenado por inversión de rotación, 110	7.11	Aspectos adicionales de fuentes y cargas, 144
5.18	Frenado dinámico y constante de tiempo mecánica, 111	7.12	Sistemas compuestos de varias cargas, 146
5.19	Reacción de la armadura, 113	7.13	Potencia reactiva sin campos magnéticos, 148
5.20	Distorsión del flujo provocada por la reacción de la armadura, 113		

7.14	Solución de circuitos de ca con el método del triángulo de potencia, 148	9.5	Propiedades de las marcas de polaridad, 186
7.15	Potencia y notación vectorial, 151	9.6	Transformador ideal sin carga; relación de voltaje, 187
7.16	Reglas sobre fuentes y cargas (notación de signos), 154	9.7	Transformador ideal bajo carga; relación de corriente, 188
7.17	Reglas sobre fuentes y cargas (notación de doble subíndice), 154	9.8	Símbolo de circuito para un transformador ideal, 191
	Preguntas y problemas, 155	9.9	Relación de impedancia, 191
8	CIRCUITOS TRIFÁSICOS, 158	9.10	Reflexión de las impedancias del secundario al primario y viceversa, 192
8.0	Introducción, 158		Preguntas y problemas, 195
8.1	Sistemas polifásicos, 158	10	TRANSFORMADORES PRÁCTICOS, 197
8.2	Generador monofásico, 159	10.0	Introducción, 197
8.3	Salida de potencia de un generador monofásico, 160	10.1	Transformador ideal con núcleo imperfecto, 197
8.4	Generador bifásico, 160	10.2	Transformador ideal con acoplamiento débil, 199
8.5	Salida de potencia de un generador bifásico, 161	10.3	Reactancia de dispersión en el primario y el secundario, 200
8.6	Generador trifásico, 162	10.4	Círculo equivalente de un transformador práctico, 202
8.7	Salida de potencia de un generador trifásico, 162	10.5	Construcción de un transformador de potencia, 203
8.8	Conexión en Y, 164	10.6	Marcas de polaridad de terminales estándar, 204
8.9	Relaciones de voltaje, 165	10.7	Pruebas de polaridad, 204
8.10	Conexión en delta, 167	10.8	Tomas de transformador, 205
8.11	Potencia transmitida por una línea trifásica, 168	10.9	Pérdidas y capacidad de un transformador, 206
8.12	Potencia activa, reactiva y aparente en circuitos trifásicos, 169	10.10	Curva de saturación sin carga o de vacío, 206
8.13	Resolución de circuitos trifásicos, 170	10.11	Métodos de enfriamiento, 207
8.14	Cargas industriales, 171	10.12	Simplificación del círculo equivalente, 209
8.15	Secuencia de fase, 174	10.13	Regulación del voltaje, 211
8.16	Determinación de la secuencia de fase, 175	10.14	Medición de las impedancias de un transformador, 212
8.17	Medición de potencia en circuitos de ca, 176	10.15	Introducción del método de valores por unidad, 215
8.18	Medición de potencia en circuitos trifásicos de tres conductores, 176	10.16	Impedancia de un transformador, 216
8.19	Medición de potencia en circuitos trifásicos de cuatro conductores, 177	10.17	Impedancias por unidad típicas, 216
8.20	Varímetro, 177	10.18	Transformadores en paralelo, 219
8.21	Una notable transformación de monofásico a trifásico, 178		Preguntas y problemas, 221
	Preguntas y problemas, 180	11	TRANSFORMADORES ESPECIALES, 225
9	EL TRANSFORMADOR IDEAL, 183	11.0	Introducción, 225
9.0	Introducción, 183	11.1	Transformador de distribución de voltaje dual, 225
9.1	Voltaje inducido en una bobina, 183		
9.2	Voltaje aplicado y voltaje inducido, 184		
9.3	Transformador elemental, 185		
9.4	Polaridad de un transformador, 186		

- 11.2 Autotransformador, 226
 11.3 Transformador convencional conectado como autotransformador, 228
 11.4 Transformadores de voltaje o de potencial, 230
 11.5 Transformadores de corriente, 231
 11.6 Peligro al abrir el secundario de un transformador de corriente, 233
 11.7 Transformadores de corriente toroidal, 234
 11.8 Autotransformador variable, 235
 11.9 Transformadores de alta impedancia, 236
 11.10 Transformadores de calentamiento por inducción, 237
 11.11 Transformadores de alta frecuencia, 238
 Preguntas y problemas, 241
- 12 TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS, 243**
- 12.0 Introducción, 243
 12.1 Propiedades básicas de los bancos de transformadores trifásicos, 243
 12.2 Conexión delta-delta, 244
 12.3 Conexión delta-Y, 246
 12.4 Conexión Y-delta, 247
 12.5 Conexión Y-Y, 248
 12.6 Conexión en delta abierta, 248
 12.7 Transformadores trifásicos, 249
 12.8 Autotransformador elevador y reductor, 251
 12.9 Principio de desplazamiento de fase, 253
 12.10 Transformación trifásica a monofásica, 254
 12.11 Transformador de desplazamiento de fase, 256
 12.12 Cálculos que implican transformadores trifásicos, 258
 12.13 Marcas de polaridad de transformadores trifásicos, 260
 Preguntas y problemas, 261
- 13 MÁQUINAS DE INDUCCIÓN TRIFÁSICAS, 263**
- 13.0 Introducción, 263
 13.1 Componentes principales, 263
 13.2 Principio de operación, 264
 13.3 El campo rotatorio, 265
 13.4 Dirección de rotación, 270
 13.5 Número de polos-velocidad síncrona, 271
- 13.6 Características de arranque de un motor de jaula de ardilla, 273
 13.7 Aceleración del rotor-deslizamiento, 274
 13.8 Motor bajo carga, 274
 13.9 Deslizamiento y velocidad de deslizamiento, 274
 13.10 Voltaje y frecuencia inducidos en el rotor, 275
 13.11 Características de los motores de inducción de jaula de ardilla, 276
 13.12 Estimación de las corrientes en un motor de inducción, 277
 13.13 Flujo de potencia activa, 278
 13.14 Par o momento de torsión contra curva de velocidad, 281
 13.15 Efecto de la resistencia del rotor, 282
 13.16 Motor de rotor devanado, 284
 13.17 Devanados trifásicos, 285
 13.18 Motor seccionado, 288
 13.19 Motor de inducción lineal, 289
 13.20 Ondas viajeras, 291
 13.21 Propiedades de un motor de inducción lineal, 291
 13.22 Levitación magnética, 293
Máquina de inducción doblemente alimentada
 13.23 Motor de rotor devanado doblemente alimentado (relaciones de velocidad), 295
 13.24 Motor de rotor devanado doblemente alimentado (relaciones de potencia a velocidad subsíncrona), 297
 13.25 Motor de rotor doblemente alimentado (relaciones de potencia a velocidad supersíncrona), 300
 13.26 Generador de rotor devanado doblemente alimentado, 300
 Preguntas y problemas, 303
- 14 SELECCIÓN Y APLICACIÓN DE LAS MÁQUINAS DE INDUCCIÓN TRIFÁSICAS, 307**
- 14.0 Introducción, 307
 14.1 Estandarización y clasificación de motores de inducción, 307
 14.2 Clasificación según el ambiente y métodos de enfriamiento, 307
 14.3 Clasificación de acuerdo con las propiedades eléctricas y mecánicas, 309

- 14.4 Selección de la velocidad del motor, 311
14.5 Motores de dos velocidades, 311
14.6 Características del motor de inducción bajo varias condiciones de carga, 313
14.7 Arranque de un motor de inducción, 316
14.8 Detención de un motor de inducción mediante inversión del campo, 316
14.9 Frenado con corriente directa, 317
14.10 Condiciones anormales, 318
14.11 Sobrecarga mecánica, 318
14.12 Cambios del voltaje de línea, 318
14.13 Cambio a una sola fase, 318
14.14 Variación de la frecuencia, 319
14.15 Motor de inducción que opera como generador, 319
14.16 Curva característica completa de par o momento de torsión-velocidad de una máquina de inducción, 322
14.17 Características de un motor de inducción de rotor devanado, 323
14.18 Arranque de cargas de alta inercia, 323
14.19 Impulsores de velocidad variable, 323
14.20 Convertidor de frecuencia, 323
Preguntas y problemas, 326
- 15 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR DE INDUCCIÓN, 330**
- 15.0 Introducción, 330
15.1 Motor de inducción de rotor devanado, 330
15.2 Relaciones de potencia, 333
15.3 Diagrama fasorial del motor de inducción, 334
15.4 Par o momento de torsión máximo y velocidad, 335
15.5 Circuito equivalente de dos motores prácticos, 335
15.6 Cálculo del par o momento de torsión máximo, 336
15.7 Curva de par o momento de torsión-velocidad y otras características, 337
15.8 Propiedades de un generador asíncrono, 338
15.9 Pruebas para determinar el circuito equivalente, 339
Preguntas y problemas, 341
- 16 GENERADORES SÍNCRONOS, 343**
- 16.0 Introducción, 343
16.1 Generadores síncronos comerciales, 343
16.2 Número de polos, 343
16.3 Características principales del estator, 344
16.4 Características principales del rotor, 348
16.5 Excitación de campo y excitadores, 350
16.6 Excitación sin escobillas, 351
16.7 Factores que afectan el tamaño de los generadores síncronos, 352
16.8 Curva de saturación sin carga, 353
16.9 Reactancia síncrona —círculo equivalente de un generador de ca, 354
16.10 Determinación del valor de X_s , 356
16.11 Impedancia base, X_s por unidad, 357
16.12 Relación de cortocircuito, 358
16.13 Generador síncrono bajo carga, 358
16.14 Curvas de regulación, 360
16.15 Sincronización de un generador, 361
16.16 Generador síncrono en un bus infinito, 363
16.17 Bus infinito —efecto de la variación de la corriente de excitación, 363
16.18 Bus infinito —efecto de la variación del par o momento de torsión mecánico, 363
16.19 Interpretación física del comportamiento del alternador, 365
16.20 Potencia activa suministrada por el generador, 366
16.21 Control de potencia activa, 367
16.22 Reactancia transitoria, 367
16.23 Transferencia de potencia entre dos fuentes, 369
16.24 Eficiencia, potencia y tamaño de máquinas eléctricas, 370
Preguntas y problemas, 372
- 17 MOTORES SÍNCRONOS, 377**
- 17.0 Introducción, 377
17.1 Construcción, 378
17.2 Arranque de un motor síncrono, 380
17.3 Par o momento de torsión de ajuste a sincronismo, 380
17.4 Motor bajo carga —descripción general, 380
17.5 Motor bajo carga —cálculos simples, 381

- 17.6 Potencia y par o momento de torsión, 384
 17.7 Ángulos mecánicos y eléctricos, 385
 17.8 Par o momento de torsión de reluctancia, 386
 17.9 Pérdidas y eficiencia de un motor síncrono, 387
 17.10 Excitación y potencia reactiva, 388
 17.11 Tasa de factor de potencia, 389
 17.12 Curvas V, 390
 17.13 Frenado de motores síncronos, 391
 17.14 El motor síncrono en comparación con el motor de inducción, 393
 17.15 Capacitor síncrono, 393
 Preguntas y problemas, 396
- 18 MOTORES MONOFÁSICOS, 399**
- 18.0 Introducción, 399
 18.1 Construcción de un motor de inducción monofásico, 399
 18.2 Velocidad síncrona, 401
 18.3 Característica de par o momento de torsión-velocidad, 402
 18.4 Principio de operación, 402
 18.5 Par con el rotor bloqueado, 404
 18.6 Resistencia de un motor de fase dividida, 404
 18.7 Motor de arranque con capacitor, 406
 18.8 Eficiencia y factor de potencia de motores de inducción monofásicos, 407
 18.9 Vibración de motores monofásicos, 409
 18.10 Motor de funcionamiento con capacitor, 410
 18.11 Inversión de la dirección de rotación, 411
 18.12 Motor de polos sombreados, 411
 18.13 Motor universal, 412
 18.14 Motor de histéresis, 413
 18.15 Motor de reluctancia síncrono, 415
 18.16 Control sincro, 416
Círcuito equivalente de un motor monofásico
 18.17 Distribución de la fuerza magnetomotriz, 417
 18.18 Fuerzas magnetomotrices rotatorias en un motor monofásico, 418
 18.19 Deducción del diagrama de circuito de un motor monofásico, 419
 Preguntas y problemas, 422
- 19 MOTORES DE VELOCIDAD GRADUAL O DE PASOS, 425**
- 19.0 Introducción, 425
 19.1 Motor de pasos elemental, 425
 19.2 Efecto de la inercia, 426
 19.3 Efecto de una carga mecánica, 427
 19.4 Par o momento de torsión frente a corriente, 428
 19.5 Velocidad de avance a pasos en el modo de arranque-detención, 428
 19.6 Velocidad uniforme, 429
 19.7 Efecto de rampa, 430
 19.8 Tipos de motores de pasos, 430
 19.9 Devanados de motor y controles asociados, 432
 19.10 Operación a alta velocidad, 435
 19.11 Modificación de la constante de tiempo, 436
 19.12 Control de dos niveles, 436
 19.13 Inestabilidad y resonancia, 442
 19.14 Motores de pasos y controles lineales, 442
 Preguntas y problemas, 442
- PARTE 3. CONTROLES ELÉCTRICOS Y ELECTRÓNICOS**
- 20 FUNDAMENTOS DE CONTROL DE MOTORES INDUSTRIALES, 447**
- 20.0 Introducción, 447
 20.1 Dispositivos de control, 447
 20.2 Contactos normalmente abiertos y contactos normalmente cerrados, 451
 20.3 Corriente de excitación de bobina relevadora, 451
 20.4 Diagramas de control, 453
 20.5 Métodos de arranque, 454
 20.6 Arrancadores manuales a través de la línea, 455
 20.7 Arrancadores magnéticos a través de la línea, 456
 20.8 Avance y paro gradual, 458
 20.9 Inversión de la dirección de rotación, 459
 20.10 Frenado por contracorriente, 461
 20.11 Arranque con voltaje reducido, 462
 20.12 Arranque con resistencia primaria, 462
 20.13 Arranque con autotransformador, 466

- 20.14 Otros métodos de arranque, 468
20.15 Interruptores de leva, 469
20.16 Computadoras y controles, 470
Controles eléctricos
20.17 Fundamentos de controles eléctricos, 470
20.18 Curvas típicas de par o momento de torsión-velocidad, 471
20.19 Forma de la curva de par o momento de torsión-velocidad, 472
20.20 Curvas de corriente-velocidad, 474
20.21 Frenado regenerativo, 475
Preguntas y problemas, 476
- 21 ELEMENTOS FUNDAMENTALES DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA, 480**
- 21.0 Introducción, 480
21.1 Nivel de potencial, 480
21.2 Voltaje a través de algunos elementos de circuito, 482
Diodos y circuitos con diodos
21.3 Diodo, 483
21.4 Características principales de un diodo, 484
21.5 Cargador de batería con resistor en serie, 484
21.6 Cargador de batería con inductor en serie, 486
21.7 Rectificador de puente monofásico, 488
21.8 Filtros, 489
21.9 Rectificador de diodo de tres pulsos trifásico, 491
21.10 Rectificador de 6 pulsos trifásico, 493
21.11 Corriente de línea eficaz y corriente de línea fundamental, 497
21.12 Factor de potencia de distorsión, 498
21.13 Factor de potencia de desplazamiento y factor de potencia total, 498
21.14 Contenido armónico y distorsión armónica total (THD), 499
Los tiristores y circuitos con tiristores
21.15 Tiristor, 500
21.16 Principios de activación de compuertas, 500
21.17 Ganancia de potencia de un tiristor, 502
21.18 Interrupción de corriente y conmutación forzada, 503
- 21.19 Circuitos de potencia de tiristor básicos, 504
21.20 Rectificador controlado que alimenta a una carga pasiva (circuito 1, tabla 21D), 504
21.21 Rectificador controlado que alimenta a una carga activa (circuito 2, tabla 21D), 505
21.22 Inversor conmutado por línea (circuito 3, tabla 21D), 506
21.23 Interruptor estático de ca (circuito 4, tabla 21D), 508
21.24 Cicloconvertidor (circuito 5, tabla 21D), 509
21.25 Convertidor controlable de 6 pulsos trifásico (circuito 6, tabla 21D), 510
21.26 Principio básico de operación, 511
21.27 Rectificador de 6 pulsos trifásico que alimenta una carga activa, 512
21.28 Activación retrasada —modo de rectificador, 513
21.29 Activación retrasada —modo de inversor, 515
21.30 Intervalo de activación, 516
21.31 Circuito equivalente de un convertidor, 517
21.32 Corrientes en un convertidor de 6 pulsos trifásico, 519
21.33 Factor de potencia, 519
21.34 Traslape de conmutación, 522
21.35 Ángulo de extinción, 522
Convertidores de conmutación de cd a cd
21.36 Interruptores de semiconductor, 523
21.37 Convertidor conmutador de cd a cd, 525
21.38 Conmutación rápida, 527
21.39 Transformación de impedancia, 530
21.40 Convertidor de cd a cd básico de dos cuadrantes, 530
21.41 Convertidor electrónico de dos cuadrantes, 533
21.42 Convertidor de cd a cd en cuatro cuadrantes, 534
21.43 Pérdidas por conmutación, 536
Convertidores de conmutación de cd a ca
21.44 Convertidor de onda rectangular de cd a ca, 537
21.45 Convertidor de cd a ca con modulación de ancho de pulso, 538

- 21.46 Convertidor de onda seno de cd a ca, 540
 21.47 Generación de una onda seno, 541
 21.48 Creación del tren de pulsos PWM, 542
 21.49 Convertidor trifásico de cd a ca, 544
 21.50 El convertidor como generador universal, 549
 21.51 Conclusión, 550
 Preguntas y problemas, 550
- 22 CONTROL ELECTRÓNICO DE MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA, 555**
- 22.0 Introducción, 555
 22.1 Control de velocidad en el primer cuadrante, 555
 22.2 Control en dos cuadrantes —inversión de campo, 558
 22.3 Control en dos cuadrantes —inversión de la armadura, 559
 22.4 Control en dos cuadrantes —dos convertidores, 559
 22.5 Control en cuatro cuadrantes —dos convertidores con corriente circulando, 560
 22.6 Control en dos cuadrantes con par o momento de torsión positivo, 563
 22.7 Control en cuatro cuadrantes, 563
 22.8 Convertidor de 6 pulsos con diodo de funcionamiento libre, 565
 22.9 Convertidor de semipuente, 570
 22.10 Sistemas de tracción activados por cd, 572
 22.11 Control de un motor por medio de un convertidor de conmutación de cd a cd, 574
 22.12 Introducción a los motores de cd sin escobillas, 579
 22.13 Reemplazo del commutador por interruptores inversores, 580
 22.14 Motor síncrono como máquina de cd sin escobillas, 582
 22.15 Motor síncrono estándar y máquina de cd sin escobillas, 583
 22.16 Aplicación práctica de un motor de cd sin escobillas, 583
 Preguntas y problemas, 585
- 23 CONTROL ELECTRÓNICO DE MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA, 589**
- 23.0 Introducción, 589
- 23.1 Tipos de controles de ca, 589
 23.2 Control de motor síncrono que utiliza un enlace de cd a la fuente de corriente, 591
 23.3 Motor síncrono y cicloconvertidor, 594
 23.4 Control del voltaje y la frecuencia del cicloconvertidor, 594
 23.5 Motor de inducción de jaula de ardilla con cicloconvertidor, 596
 23.6 Motor de jaula de ardilla y controlador de voltaje estático, 603
 23.7 Motores de jaula de arranque suave, 604
Inversores autoconmutados
 23.8 Inversores autoconmutados para motores de jaula, 606
 23.9 Convertidor de frecuencia autoconmutado de fuente de corriente (onda rectangular), 607
 23.10 Convertidor de frecuencia autoconmutado de fuente de voltaje (onda rectangular), 608
 23.11 Control de velocidad mediante recortador de un motor de inducción de rotor devanado, 611
 23.12 Recuperación de la potencia en un motor de inducción de rotor devanado, 613
Controles de modulación por ancho de pulso
 23.13 Revisión de la modulación por ancho de pulso, 616
 23.14 Modulación por ancho de pulso y motores de inducción, 618
Control de par o momento de torsión y velocidad de motores de inducción
 23.15 Motor de cd y orientación del flujo, 618
 23.16 Velocidad de deslizamiento, orientación del flujo y par o momento de torsión, 619
 23.17 Características del control de velocidad variable (modo de par o momento de torsión constante), 621
 23.18 Características del control de velocidad variable (modo de caballos de fuerza constantes), 624
 23.19 Característica de control de velocidad variable (modo de generador), 624
 23.20 Motor de inducción y su circuito equivalente, 625
 23.21 Circuito equivalente de un motor práctico, 626

- 23.22 Volts por hertz de un motor práctico, 627
23.23 Control de velocidad y de par o momento de torsión de motores de inducción, 628
23.24 Frecuencias portadoras, 629
23.25 Control dinámico de motores de inducción, 629
23.26 Principio del control vectorial del flujo, 630
23.27 Control de velocidad variable y tracción eléctrica, 632
23.28 Componentes principales, 635
23.29 Modo de operación del convertidor trifásico, 636
23.30 Modo de operación del convertidor monofásico, 638
23.31 Control par o de momento de torsión directo, 643
23.32 Control del flujo y par o momento de torsión por histéresis, 644
23.33 Control de la velocidad, 644
23.34 Producción de un campo magnético en un motor bifásico, 644
23.35 Producción de un campo rotatorio, 647
23.36 Control del flujo magnético, 648
23.37 Control de la velocidad de rotación, 650
23.38 Lógica de programación del procedimiento de conmutación, 650
23.39 Deslizamiento instantáneo y producción del par o momento de torsión, 652
23.40 Control de motores trifásicos, 653
23.41 Diagrama esquemático de un DTC, 655
23.42 Conclusión, 656
Preguntas y problemas, 658
- PARTE 4. SISTEMAS DE POTENCIA ELÉCTRICA, GENERACIÓN, TRANSMISIÓN Y DISTRIBUCIÓN**
- 24 GENERACIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA, 665**
- 24.0 Introducción, 665
24.1 Demanda de un sistema eléctrico, 665
24.2 Ubicación de la planta de generación, 667
24.3 Tipos de plantas de generación, 667
24.4 Control de equilibrio de potencia entre generador y carga, 668
- 24.5 Ventaja de los sistemas interconectados, 669
24.6 Condiciones durante una interrupción de corriente, 671
24.7 Reloj de frecuencia y eléctricos, 672
Plantas de generación hidroeléctricas
24.8 Potencia hidroeléctrica disponible, 672
24.9 Tipos de plantas hidroeléctricas, 673
24.10 Composición de una planta hidroeléctrica, 674
24.11 Instalaciones de almacenamiento y bombeo, 676
Plantas de generación térmicas
24.12 Composición de una planta de generación térmica, 678
24.13 Turbinas, 680
24.14 Condensador, 680
24.15 Torres de enfriamiento, 680
24.16 Bomba de alimentación de la caldera, 681
24.17 Diagrama de flujo de energía para una planta de vapor, 681
24.18 Plantas térmicas y medio ambiente, 682
Plantas de generación nucleares
24.19 Composición de un núcleo atómico; isótopos, 685
24.20 La fuente de uranio, 685
24.21 Energía liberada por fisión atómica, 686
24.22 Reacción en cadena, 686
24.23 Tipos de reactores nucleares, 687
24.24 Ejemplo de un reactor de agua ligera, 688
24.25 Ejemplo de un reactor de agua pesada, 689
24.26 Principio del reactor de alimentador rápido, 690
24.27 Fusión nuclear, 691
Plantas de generación eólicas
24.28 Propiedades del viento, 691
24.29 Producción de la potencia eólica, 693
24.30 Turbina eólica que impulsa un generador de cd, 693
24.31 Turbina que impulsa un generador asincrónico a velocidad constante, 693
24.32 Turbina que impulsa un generador asincrónico a velocidad variable, 694
24.33 Turbina que impulsa un generador de inducción doblemente alimentado, 695
24.34 Turbina que impulsa directamente un alternador de imán permanente, 696

- 24.35 Ejemplos de plantas de generación eólicas, 697
Preguntas y problemas, 700
- 25 TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA, 706**
- 25.0 Introducción, 706
 - 25.1 Componentes principales de un sistema de distribución de potencia, 706
 - 25.2 Tipos de líneas de potencia, 707
 - 25.3 Voltajes estándar, 709
 - 25.4 Componentes de una línea de transmisión de alto voltaje, 709
 - 25.5 Construcción de una línea, 710
 - 25.6 Líneas galopantes u oscilantes, 711
 - 25.7 Efecto corona-interferencia de radio, 711
 - 25.8 Contaminación, 711
 - 25.9 Rayos o descargas eléctricas, 712
 - 25.10 Pararrayos en edificios, 713
 - 25.11 Rayos y líneas de transmisión, 713
 - 25.12 Nivel de aislamiento contra voltajes impulsivos básicos (BIL, por sus siglas en inglés), 714
 - 25.13 Conductores de tierra (líneas de guarda o blindaje), 715
 - 25.14 Conexión a tierra de las torres, 715
 - 25.15 Objetivos fundamentales de una línea de transmisión, 717
 - 25.16 Circuito equivalente de una línea, 718
 - 25.17 Valores de impedancia típicos, 718
 - 25.18 Simplificación del circuito equivalente, 720
 - 25.19 Regulación del voltaje y capacidad de transmisión de energía de las líneas de transmisión, 722
 - 25.20 Línea resistiva, 722
 - 25.21 Línea inductiva, 723
 - 25.22 Línea inductiva compensada, 725
 - 25.23 Línea inductiva que conecta dos sistemas, 727
 - 25.24 Revisión de la transmisión de potencia, 728
 - 25.25 Selección del voltaje de línea, 729
 - 25.26 Métodos para incrementar la capacidad de potencia, 731
 - 25.27 Líneas de extra alto voltaje, 731
 - 25.28 Intercambio de potencia entre centros de potencia, 734
- 25.29 Ejemplo práctico de intercambio de potencia, 735
Preguntas y problemas, 737
- 26 DISTRIBUCIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA, 740**
- 26.0 Introducción, 740
 - Subestaciones**
 - 26.1 Equipo de subestación, 740
 - 26.2 Cortacircuitos, 740
 - 26.3 Interruptores de aire, 744
 - 26.4 Interruptores de desconexión, 744
 - 26.5 Interruptores de conexión a tierra, 744
 - 26.6 Relevadores de protección contra sobrevoltajes, 744
 - 26.7 Reactores limitadores de corriente, 747
 - 26.8 Transformador con conexión a tierra, 748
 - 26.9 Ejemplo de una subestación, 749
 - 26.10 Distribución a mediano voltaje, 751
 - 26.11 Distribución a bajo voltaje, 751
 - Protección de sistemas de distribución de mediano voltaje**
 - 26.12 Coordinación de los dispositivos protectores, 756
 - 26.13 Cortacircuitos de fusible, 757
 - 26.14 Restablecedores, 758
 - 26.15 Seccionadores, 758
 - 26.16 Revisión de la protección de mediano voltaje, 759
 - Distribución de bajo voltaje**
 - 26.17 Sistema de distribución de BV, 759
 - 26.18 Conexión a tierra de instalaciones eléctricas, 761
 - 26.19 Choque eléctrico, 761
 - 26.20 Conexión a tierra de sistemas de 120 V y 240 V/120 V, 762
 - 26.21 Conexión a tierra del equipo, 763
 - 26.22 Cortacircuito para falla de tierra, 765
 - 26.23 Calentamiento rápido de un conductor: el factor I^2t , 766
 - 26.24 El rol de los fusibles, 767
 - 26.25 Instalación eléctrica en edificios, 767
 - 26.26 Componentes principales de una instalación eléctrica, 767
- Preguntas y problemas, 769

27 EL COSTO DE LA ELECTRICIDAD, 771	
27.0	Introducción, 771
27.1	Tarifa basada en la energía, 772
27.2	Tarifa basada en la demanda, 772
27.3	Medidor de demanda, 772
27.4	Tarifa basada en el factor de potencia, 774
27.5	Estructura tarifaria básica, 775
27.6	Controladores de demanda, 775
27.7	Corrección del factor de potencia, 779
27.8	Medición de la energía eléctrica, el medidor de watts-hora, 782
27.9	Operación del medidor de watt-horas, 783
27.10	Lectura del medidor, 784
27.11	Medición de energía y potencia trifásicas, 785
	Preguntas y problemas, 785
28 TRANSMISIÓN DE CORRIENTE DIRECTA, 788	
28.0	Introducción, 788
28.1	Características de la transmisión de cd, 788
28.2	Sistema de transmisión de cd básico, 789
28.3	Relaciones de voltaje, corriente y potencia, 790
28.4	Fluctuaciones de potencia en una línea de cd, 793
28.5	Características típicas de rectificador e inversor, 794
28.6	Control de potencia, 795
28.7	Efecto de las fluctuaciones de voltaje, 796
28.8	Línea de transmisión bipolar, 796
28.9	Inversión de potencia, 797
28.10	Componentes de una línea de transmisión de cd, 797
28.11	Inductores y filtros de armónicos del lado de cd (convertidor de 6 pulsos), 798
28.12	Transformadores convertidores, 798
28.13	Fuente de potencia reactiva, 799
28.14	Filtros de armónicos en el lado de ca, 799
28.15	Enlace de comunicaciones, 799
28.16	Electrodo de tierra, 799
28.17	Ejemplo de una estación de convertidor monopolar, 799
28.18	Estación de convertidor tiristor, 800
28.19	Instalaciones típicas, 802
	Sistema de transmisión HVDC Light
28.20	Transporte de potencia eléctrica a lugares remotos, 808
28.21	Componentes de un generador estático, 808
28.22	Generalidades del sistema de transmisión HVDC Light, 809
28.23	Control de potencia activa, 811
28.24	Ejemplo de un sistema de transmisión HVDC Light, 812
	Preguntas y problemas, 814
29 CONTROLADORES DE TRANSMISIÓN Y DISTRIBUCIÓN DE ESTADO SÓLIDO, 816	
29.0	Introducción, 816
	Controladores de flujo de potencia para transmisión
29.1	Capacitor en serie controlado por tiristor (TCSC), 817
29.2	Control vernier, 819
29.3	Compensador síncrono estático, 821
29.4	Eliminación de los armónicos, 824
29.5	Controlador de flujo de potencia unificado (UPFC), 824
29.6	Cambiador de frecuencia estático, 828
	Productos de potencia para su distribución a los consumidores
29.7	Perturbaciones en sistemas de distribución, 830
29.8	¿Por qué convertidores PWM?, 832
29.9	Sistema de distribución, 833
29.10	Compensadores y análisis de circuitos, 835
29.11	El compensador en derivación: principio de operación, 835
29.12	El compensador en serie: principio de operación, 841
29.13	Conclusión, 844
	Preguntas y problemas, 845
30 ARMÓNICOS, 847	
30.0	Introducción, 847
30.1	Armónicos y diagramas fasoriales, 847
30.2	Valor eficaz de una onda distorsionada, 848
30.3	Factor de cresta y distorsión armónica total (THD), 849

30.4	Armónicos y circuitos, 850	31.9	Construcción modular de los PLCs, 889
30.5	Factor de potencia de desplazamiento y factor de potencia total, 852	31.10	Entradas y salidas remotas, 889
30.6	Cargas no lineales, 852	31.11	Circuitos de control convencional y circuitos de PLC, 892
30.7	Generación de armónicos, 853	31.12	Regla de seguridad, 895
30.8	Corrección del factor de potencia, 855	31.13	Programación del PLC, 895
30.9	Generación de potencia reactiva, 856	31.14	Lenguajes de programación, 895
	Efecto de los armónicos	31.15	Ventajas de los PLCs sobre los gabinetes de relevadores, 896
30.10	Corriente armónica en un capacitor, 857		Modernización de una industria
30.11	Corrientes armónicas en un conductor, 858	31.16	Aplicación industrial de los PLCs, 898
30.12	Voltaje distorsionado y flujo en una bobina, 858	31.17	Planificación del cambio, 898
30.13	Corrientes armónicas en un sistema de distribución trifásico de 4 hilos, 860	31.18	Conocimiento de los PLCs, 899
30.14	Armónicos y resonancia, 861	31.19	Enlace de los PLCs, 901
30.15	Filtros para armónicos, 866	31.20	Programación de los PLCs, 901
30.16	Armónicos en la red de suministro, 867	31.21	La empresa transparente, 903
30.17	Transformadores y el factor K, 869		Preguntas y problemas, 904
	Análisis armónico		
30.18	Procedimiento para analizar una onda periódica, 871		
	Preguntas y problemas, 875		
31	CONTROLADORES LÓGICOS PROGRAMABLES, 879		
31.0	Introducción, 879		
31.1	Capacidad de PLCs industriales, 879		
31.2	Elementos de un sistema de control, 880		
31.3	Ejemplos del uso de un PLC, 883		
31.4	Unidad central de procesamiento (CPU), 886		
31.5	Unidad de programación, 886		
31.6	Módulos de E/S, 887		
31.7	Estructura de los módulos de entrada, 887		
31.8	Estructura de los módulos de salida, 888		
			Referencias, 907
			Apéndices, 913
			Tablas de conversión, 913
			Propiedades de materiales aislantes, 917
			Propiedades eléctricas, mecánicas y térmicas de algunos conductores (y aisladores) comunes, 918
			Propiedades de conductores de cobre redondos, 919
			Respuestas a problemas, 921
			Respuestas a problemas de aplicación industrial, 925
			Índice, 927

A Rachel

PARTE UNO

Fundamentos

CAPÍTULO 1

Unidades

1.0 Introducción

Las unidades desempeñan un papel importante en nuestra vida diaria. De hecho, todo lo que vemos y sentimos, así como todo lo que compramos y vendemos, se mide y compara por medio de unidades. Algunas de estas unidades han llegado a ser tan conocidas que no las cuestionamos; rara vez nos preguntamos cómo se iniciaron, o por qué se les asignaron los valores (medidas) que tienen.

Siglos atrás, el pie fue definido como la longitud de 36 granos de cebada dispuestos extremo con extremo, y la yarda era la distancia de la punta de la nariz del rey Edgar al extremo de su mano extendida.

Desde entonces, se ha recorrido un largo camino en la definición cada vez más exacta de las unidades de medición. En la actualidad, la mayoría de las unidades están basadas en las leyes físicas de la naturaleza, las cuales son tan invariables como reproducibles. Por lo tanto, el metro y la yarda se miden en función de la velocidad de la luz, y el tiempo por la duración de las vibraciones atómicas. Esta mejora de los estándares de medición ha ido de la mano con los avances de la tecnología, y el progreso de ésta no habría sido posible sin la evolución de aquéllos.

Aun cuando los estándares básicos de referencia son reconocidos por todos los países del mundo, las unidades de medición cotidianas están lejos de ser uni-

versales. Por ejemplo, para medir una longitud algunas personas utilizan la pulgada y la yarda, mientras que otras utilizan el milímetro y el metro. Los astrónomos emplean el parsec, los físicos el angstrom, y algunos topógrafos aún tienen que habérselas con la vara y la cadena. Pero estas unidades de longitud se pueden comparar con una gran precisión, porque el estándar de longitud está basado en la velocidad de la luz.

Tales estándares de referencia hacen posible comparar las unidades de medición de un país, o de una especialidad, con las unidades de medición de cualquier otro. Las unidades estándar de longitud, masa y tiempo son los lazos que mantienen la relación entre las diferentes unidades utilizadas en el mundo actual.

1.1 Sistemas de unidades

En el transcurso de los años se han ideado sistemas de unidades para satisfacer las necesidades del comercio, la industria y la ciencia. Se puede describir un sistema de unidades como aquel en el cual las unidades guardan una relación numérica directa entre sí, expresada generalmente como un número entero. Así pues, en el sistema inglés de unidades, la pulgada, el pie y la yarda están relacionados entre sí por los números 12, 3 y 36.

Existe la misma correlación en los sistemas métricos, sólo que ahí las unidades están relacionadas entre sí por múltiplos de diez. Por lo tanto, el centíme-

tro, el metro y el kilómetro están relacionados por los números 100, 1000 y 100000, respectivamente. Por consiguiente, es más fácil convertir metros en centímetros que convertir yardas en pies, y este sistema decimal es una de las ventajas del sistema métrico de unidades.*

En la actualidad, el sistema métrico oficialmente reconocido es el Sistema Internacional de Unidades (SI); el cual fue introducido formalmente en 1960, en la undécima Conferencia General de Pesas y Medidas, bajo el título oficial de *Système International d'Unités*.

1.2 Acostumbrándose al SI

Pero a pesar de la introducción oficial del Sistema Internacional de Unidades y su adopción por parte de la mayoría de los países del mundo, los sistemas que se empleaban anteriormente no dejaron de utilizarse. Las unidades han llegado a formar parte de nosotros mismos y, al igual que los hábitos arraigados, son difíciles de abandonar. No es fácil acostumbrarse de la noche a la mañana a utilizar metros en lugar de yardas o gramos por onzas. Y esto es bastante natural, porque la prolongada familiaridad con una unidad nos da una idea de su importancia y su interrelación con el mundo físico.

Sin embargo, la creciente importancia del SI (particularmente en los campos eléctrico y mecánico) hace que sea primordial conocer lo básico de este sistema de medición. Por consiguiente, debemos ser capaces de efectuar conversiones de un sistema a otro, de una manera simple y clara. A este respecto, el lector descubrirá que las tablas de conversión incluidas en el apéndice de este libro son particularmente útiles.

El SI posee varias características notables que no tiene ningún otro sistema de unidades:

1. Es un sistema decimal.
2. Emplea varias unidades comúnmente utilizadas en la industria y el comercio, como el volt, el ampere, el kilogramo y el watt.
3. Es un sistema coherente que expresa con una pasmosa simplicidad algunas de las relaciones más básicas de electricidad, mecánica y calor.

* La unidad métrica de longitud se expresa con el término inglés *meter* o el francés *mètre*. En Canadá, el término oficial es *metre*.

4. Puede ser utilizado por el científico investigador, el técnico, el ingeniero practicante y por el aficionado, mezclando así la teoría y la práctica.

A pesar de estas ventajas, el SI no es la respuesta a todo. En áreas especializadas de física atómica, e incluso en el trabajo diario, son más convenientes otras unidades. Por lo tanto, continuaremos midiendo ángulos planos en grados, aun cuando la unidad SI es el radián. Además, seguiremos utilizando el *día* y la *hora*, pese a que la unidad SI de tiempo es el segundo.

1.3 Unidades base y derivadas del SI

El fundamento del Sistema Internacional de Unidades lo constituyen las siete unidades base incluidas en la tabla 1A.

TABLA 1A UNIDADES BASE

Cantidad	Unidad	Símbolo
Longitud	metro	m
Masa	kilogramo	kg
Tiempo	segundo	s
Corriente eléctrica	ampere	A
Temperatura	kelvin	K
Intensidad luminosa	candela	cd
Cantidad de sustancia	mole	mol

De estas unidades base se derivan otras para expresar cantidades tales como área, potencia, fuerza y flujo magnético, entre otras. En realidad, no existe un límite para el número de unidades que se pueden derivar, pero algunas ocurren con tanta frecuencia que se les ha asignado nombres especiales. De este modo, en lugar de decir que la unidad de presión es el newton por metro cuadrado, se utiliza un nombre menos largo: el *pascal*. En la tabla 1B se pueden observar algunas de las unidades derivadas que tienen nombres especiales.

TABLA 1B UNIDADES DERIVADAS

Cantidad	Unidad	Símbolo
Capacitancia eléctrica	farad	F
Carga eléctrica	coulomb	C
Conductividad eléctrica	siemens	S

TABLA 1B (continuación)

Cantidad	Unidad	Símbolo
Potencial eléctrico	volt	V
Resistencia eléctrica	ohm	Ω
Energía	joule	J
Fuerza	newton	N
Frecuencia	hertz	Hz
Iluminación	lux	lx
Inductancia	henry	H
Flujo luminoso	lumen	lm
Flujo magnético	weber	Wb
Densidad de flujo magnético	tesla	T
Ángulo plano	radian	rad
Potencia	watt	W
Presión	pascal	Pa
Ángulo sólido	esteradian	sr

1.4 Definiciones de unidades base

Las siguientes definiciones oficiales de las unidades base del SI ilustran la extraordinaria precisión asociada con este moderno sistema de unidades. El texto en cursivas es explicativo y no forma parte de la definición:

El **metro** (m) es la longitud del trayecto recorrido por la luz en el vacío durante un periodo de $1/299\,792\,458$ de segundo.

En 1983 se definió que la velocidad de la luz es $299\,792\,458\text{ m/s}$ exactamente.

El **kilogramo** (kg) es la unidad de masa; es igual a la masa del prototipo internacional del kilogramo.

El prototipo internacional del kilogramo es un cilindro particular de platino e iridio guardado en una bóveda en Sèvres, Francia, por la Oficina Internacional de Pesas y Medidas. Existen duplicados del prototipo en todos los laboratorios de estándares importantes del mundo. El cilindro de platino e iridio (90 por ciento platino, 10 por ciento iridio) mide aproximadamente 4 cm de altura y 4 cm de diámetro.

El **segundo** (s) es la duración de 9 192 631 770 periodos de la radiación correspondiente a la transición entre los dos niveles hiperfinos del estado base del átomo de cesio-133.

Un oscilador de cuarzo, sintonizado a la frecuencia resonante de átomos de cesio, produce una frecuencia altamente precisa y estable.

El **ampere** (A) es esa corriente constante que, si se mantiene en dos conductores paralelos rectos de longitud infinita, de sección transversal mínima y colocados a 1 m de distancia entre ellos en el vacío, produciría entre esos conductores una fuerza igual a 2×10^{-7} newton por metro de longitud.

El **kelvin** (K), la unidad de temperatura termodinámica, es la fracción 1/273.16 de la temperatura termodinámica del punto triple del agua.

En una celda evacuada se enfriá agua pura hasta que comienza a formarse hielo. La temperatura resultante a la que coexisten el hielo, el agua y el vapor de agua recibe el nombre de punto triple del agua y es igual a 273.16 kelvins, por definición. El punto triple es igual a 0.01 de grado Celsius ($^{\circ}\text{C}$, o centígrados). Por lo tanto, una temperatura de 0°C es exactamente igual a 273.15 kelvins.

La **candela** (cd) es la intensidad luminosa, en una dirección dada, de una fuente que emite radiación monocromática a una frecuencia de 540×10^{12} hertz y que tiene una intensidad radiante en esa dirección de 1/683 watt por esteradian.

El **mole** (mol) es la cantidad de sustancia de un sistema que contiene tantas entidades elementales como los átomos que hay en 0.012 kilogramos de carbón 12.

Nota: Cuando se utiliza el mol, se deben especificar las entidades elementales, que pueden ser átomos, moléculas, iones, electrones y otras partículas o grupos de ellas.

1.5 Definiciones de unidades derivadas

Algunas de las unidades derivadas más importantes se definen como sigue:

El **coulomb** (C) es la cantidad de electricidad transportada en un segundo por una corriente de 1 ampere. (Por consiguiente, 1 coulomb = 1 ampere segundo.)

El **grado Celsius** ($^{\circ}\text{C}$) es igual al kelvin y se utiliza en lugar de éste para expresar temperatura Celsius (símbolo t) definida por la ecuación $t = T - T_0$, donde T es la temperatura termodinámica y $T_0 = 273.15$ K, por definición.

El **farad** (F) es la capacitancia de un capacitor entre cuyas placas aparece una diferencia de potencial de 1 volt cuando está cargado de una cantidad de electricidad igual a 1 coulomb. (*1 farad = 1 coulomb por volt.*)

El **henry** (H) es la inductancia de un circuito cerrado, en el cual se produce una fuerza electromotriz de 1 volt cuando la corriente eléctrica en él varía uniformemente a razón de 1 ampere por segundo. (*Por lo tanto, 1 henry = 1 volt segundo por ampere.*)

El **hertz** (Hz) es la frecuencia de un fenómeno periódico cuya duración es de 1 segundo.

El **joule** (J) es el trabajo realizado cuando el punto de aplicación de 1 newton se desplaza una distancia de 1 metro en la dirección de la fuerza. (*Por lo tanto, 1 joule = 1 newton metro.*)

El **newton** (N) es aquella fuerza que imparte a una masa de 1 kilogramo una aceleración de 1 metro por segundo por segundo. (*Por consiguiente, 1 newton = 1 kilogramo metro por segundo por segundo.*)

Aun cuando el newton está definido en función de una masa y una aceleración, también se aplica a ob-

jetos estacionarios y a toda aplicación donde intervenga una fuerza.

El **ohm** (W) es la resistencia eléctrica entre dos puntos de un conductor cuando una diferencia de potencial constante de 1 volt, aplicada entre estos dos puntos, produce en el conductor una corriente de 1 ampere, sin que este conductor sea la fuente de alguna fuerza electromotriz. (*Por consiguiente, 1 ohm = 1 volt por ampere.*)

El **pascal** (Pa) es la unidad de presión o esfuerzo igual a un newton por metro cuadrado.

El **radian** (rad) es la unidad de medición de un ángulo plano con su vértice en el centro de un círculo y subtendido por un arco igual a la longitud del radio.

El **siemens** (S) es la unidad de conductancia eléctrica igual a un ohm recíproco. (*Anteriormente, el siemens se llamaba mho.*)

El **esteradian** (st) es la unidad de medición de un ángulo sólido con su vértice en el centro de una esfera, y que encierra un área de la superficie esférica igual a la de un cuadrado con lados de longitud igual al radio.

El **tesla** (T) es la unidad de densidad de flujo magnético igual a un weber por metro cuadrado.

TABLA 1C PREFIJOS PARA CREAR MÚLTIPLOS Y SUBMÚLTIPLOS DE UNIDADES SI

Multiplicador	Forma exponencial	Prefijo	Símbolo SI
1 000 000 000 000 000 000 000 000	10^{24}	yotta	Y
1 000 000 000 000 000 000 000	10^{21}	zetta	Z
1 000 000 000 000 000 000	10^{18}	exa	E
1 000 000 000 000 000	10^{15}	peta	P
1 000 000 000 000	10^{12}	tera	T
1 000 000 000	10^9	giga	G
1 000 000	10^6	mega	M
1 000	10^3	kilo	k
100	10^2	hecto	h
10	10^1	deca	da
0.1	10^{-1}	deci	d
0.01	10^{-2}	centi	c
0.001	10^{-3}	milli	m
0.000 001	10^{-6}	micro	μ
0.000 000 001	10^{-9}	nano	n
0.000 000 000 001	10^{-12}	pico	p
0.000 000 000 000 001	10^{-15}	femto	f
0.000 000 000 000 000 001	10^{-18}	atto	a
0.000 000 000 000 000 000 001	10^{-21}	zepto	z
0.000 000 000 000 000 000 000 001	10^{-24}	yocto	y

El **volt** (V) es la diferencia de potencial eléctrico entre dos puntos de un conductor que transporta una corriente constante de 1 ampere, cuando la potencia disipada entre estos puntos es igual a 1 watt. (*Por consiguiente, 1 volt = 1 watt por ampere.*)

El **watt** (W) es la potencia que da lugar a la producción de energía a razón de 1 joule por segundo. (*Por consiguiente, 1 watt = 1 joule por segundo.*)

El **weber** (Wb) es el flujo magnético que, al vincular un circuito de una vuelta, produce en él una fuerza electromotriz de 1 volt, conforme se va reduciendo a cero a una velocidad uniforme en 1 segundo. (*Por lo tanto, 1 weber = 1 volt segundo.*)

1.6 Múltiplos y submúltiplos de unidades del SI

Los múltiplos y submúltiplos de las unidades del SI se generan agregando prefijos apropiados a las unidades. Por lo tanto, prefijos tales como *kilo*, *mega*, *nano* y *centi* multiplican el valor de la unidad por los factores proporcionados en la tabla 1C. Por ejemplo:

$$1 \text{ kiloampere} = 1000 \text{ amperes.}$$

$$1 \text{ nanosegundo} = 10^{-9} \text{ segundos.}$$

$$1 \text{ megawatt} = 10^6 \text{ watts.}$$

1.7 Unidades comúnmente utilizadas

Las tablas 1D, 1E y 1F incluyen algunas unidades comunes encontradas en la mecánica, termodinámica y

electricidad. También contienen notas particularmente útiles para el lector que aún no está familiarizado con el SI.

TABLA 1D UNIDADES COMUNES EN MECÁNICA

Cantidad	Unidad del SI	Símbolo	Nota
Ángulo	radián	rad	1
Área	metro cuadrado	m ²	2
Energía (o trabajo)	joule	J	
Fuerza	newton	N	3
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Potencia	watt	W	
Presión	pascal	Pa	4
Velocidad	metro por segundo	m/s	
Vel. de rotación	radián por segundo	rad/s	5
Torsión	newton metro	N·m	
Volumen	metro cúbico	m ³	
Volumen	litro	L	6

1. Aun cuando el radián es la unidad del SI de medición angular, en este libro utilizamos casi exclusivamente el grado (1 rad ≈ 57.3°).
2. La mayoría de los países, incluido Canadá y algunas organizaciones de los Estados Unidos, utilizan el término *metre* en lugar del término inglés *meter*.
3. El newton es una fuerza muy pequeña, aproximadamente igual a la fuerza necesaria para oprimir el botón de un timbre.
4. El pascal es una presión muy pequeña, aproximadamente igual a 1 N/m².
5. En este libro utilizamos la revolución por minuto (r/min) para designar la velocidad de rotación (1 rad/s = 9.55 r/min).
6. Esta unidad de volumen se utiliza principalmente para líquidos y gases. Se utiliza el término inglés *liter* o el francés *litre*. El término oficial en Canadá es *litre*.

TABLA 1E UNIDADES COMUNES EN TERMODINÁMICA

Cantidad	Unidad del SI	Símbolo	Nota
Calor	joule	J	
Potencia térmica	watt	W	
Calor específico	joule por (kilogramo kelvin)	J/kg·K o J/kg·°C	1
Temperatura	kelvin	K	2
Diferencia de temperatura	kelvin o grado Celsius	K o °C	1
Conductividad térmica	watt por (metro-kelvin)	W/m·K o W/m·°C	1

1. Una diferencia de temperatura de 1 K es exactamente igual a una diferencia de temperatura de 1 °C. El °C es una unidad del SI reconocida y, en cálculos prácticos, a menudo se utiliza en lugar del kelvin.
2. La temperatura termodinámica, o absoluta, se expresa en grados kelvin. Por otra parte, la temperatura de objetos se expresa generalmente en grados °C. La temperatura absoluta *T* está relacionada con la temperatura Celsius *t* por la ecuación *T* = *t* + 273.15.

TABLA 1F UNIDADES COMUNES DE ELECTRICIDAD Y MAGNETISMO

Cantidad	Unidad del SI	Símbolo	Nota
Capacitancia	farad	F	
Conductancia	siemens	S	1
Carga eléctrica	coulomb	C	
Corriente eléctrica	ampere	A	
Energía	joule	J	
Frecuencia	hertz	Hz	2
Inductancia	henry	H	
Diferencia de potencial	volt	V	
Potencia	watt	W	
Resistencia	ohm	Ω	
Resistividad	ohm metro	$\Omega \cdot m$	
Intensidad de campo magnético	ampere por metro	A/m	3
Flujo magnético	weber	Wb	
Densidad de flujo magnético	tesla	T	4
Fuerza magnetomotriz	ampere	A	5

1. Anteriormente llamado *mho*.

2. 1 Hz = 1 ciclo por segundo.

3. 1 A/m = 1 ampere vuelta por metro.

4. 1 T = 1 Wb/m².

5. Lo que antes se llamaba *ampere vuelta* ahora simplemente se llama *ampere*: 1 A = 1 ampere vuelta.

1.8 Tablas de conversión y su uso

Las unidades poco conocidas se pueden convertir en unidades de uso común mediante tablas de conversión estándar. Pero éste es un proceso estrictamente aritmético que con frecuencia nos hace preguntarnos si nuestros cálculos son correctos.

Las tablas de conversión que se presentan en el apéndice de este libro eliminan este problema, porque muestran el tamaño relativo de una unidad por la posición que ocupa en la página. La unidad más grande aparece en la parte superior, la más pequeña en la parte inferior y las intermedias aparecen en medio.

Las unidades están conectadas por flechas, cada una de las cuales ostenta un número. El número es la relación de la unidad más grande con la más pequeña, por lo que su valor siempre es mayor que la unidad. La flecha siempre apunta hacia la unidad más pequeña.

En la figura 1.1, por ejemplo, cinco unidades de longitud —la milla, el metro, la yarda, la pulgada y el

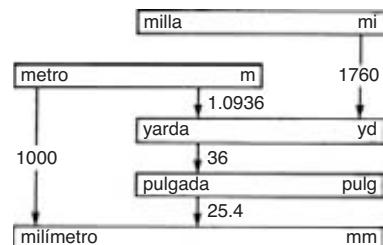
**Figura 1.1**

Tabla de conversión de unidades de longitud.

Tabla de conversión adaptada y reproducida con autorización. (Copyright © 1991, 1995 por Sperika Enterprises Ltd. Todos los derechos reservados.

Tomada de "Metric Units and Conversion Charts" de Theodore Wildi. IEEE Press, Piscataway, NJ, 08855-1331.)

milímetro— aparecen en orden descendente según su tamaño, y las líneas que las unen tienen una flecha que siempre apunta hacia la unidad más pequeña. Los números muestran el tamaño relativo de las unidades conectadas: la yarda es 36 veces más grande que la pulgada; ésta es 25.4 veces más grande que el milímetro, y así sucesivamente. Con este orden se puede convertir de una unidad a cualquier otra mediante el siguiente método sencillo.

Suponga que deseamos convertir yardas en milímetros. Partiendo de *yarda* en la figura 1.1, nos movemos (descendemos) en la dirección de las dos flechas (36 y 25.4) hasta llegar a *milímetro*.

Por el contrario, si deseamos convertir milímetros en yardas, iniciamos en *milímetro* y nos movemos en sentido contrario a la dirección de las flechas, hasta llegar a la *yarda*. Al realizar estas conversiones aplicamos las reglas siguientes:

- Si, al ir de una unidad a otra, nos movemos en la dirección de la flecha, **multiplicamos** por el número asociado.
- A la inversa, si nos movemos en contra de la dirección de la flecha, **dividimos**.

Como las flechas apuntan hacia abajo, esto significa que cuando descendemos por la tabla, multiplicamos, y cuando ascendemos, dividimos. Observe que al ir de una unidad a otra, podemos seguir cualquier trayectoria que deseemos; el resultado de la conversión siempre es el mismo.

Los rectángulos que muestran unidades del SI se extienden un poco hacia la izquierda de la tabla, para distinguirlas de otras unidades. Cada rectángulo contiene el símbolo de la unidad, así como su nombre completo.

Ejemplo 1-1

Convierta 2.5 yardas en milímetros.

Solución

Comenzando en *yarda* y descendiendo hacia milímetro (Fig. 1.1), nos movemos en la dirección de las flechas. Por lo tanto, debemos multiplicar los números asociados con cada flecha:

$$\begin{aligned} 2.5 \text{ yd} &= 2.5 (\times 36) (\times 25.4) \text{ milímetros} \\ &= 2286 \text{ mm} \end{aligned}$$

Ejemplo 1-2

Convierta 2000 metros en millas.

Solución

Comenzando en *metro* y pasando hacia *milla*, nos movemos primero en la dirección de las flechas y luego en contra de ellas. Por lo tanto, obtenemos:

$$\begin{aligned} 2000 \text{ metros} &= 2000 (\times 1.0936) (\div 1760) \text{ millas} \\ &= \frac{2000 \times 1.0936}{1760} \\ &= 1.24 \text{ mi} \end{aligned}$$

Ejemplo 1-3

Convierta 777 calorías en kilowatt-horas.

Solución

Remitiéndonos a la tabla ENERGÍA (Fig. 1.2) y yendo de *caloría* a *kilowatt-hora*, primero descendemos (en el sentido de la flecha 4.184) y luego ascendemos (contra el sentido de las flechas 1000, 1000 y 3.6). Aplicando la regla de conversión, obtenemos:

$$\begin{aligned} 777 \text{ calorías} \\ = 777 (\times 4.184) (\div 1000) (\div 1000) (\div 3.6) \\ = 9.03 \times 10^{-4} \text{ kW}\cdot\text{h} \end{aligned}$$

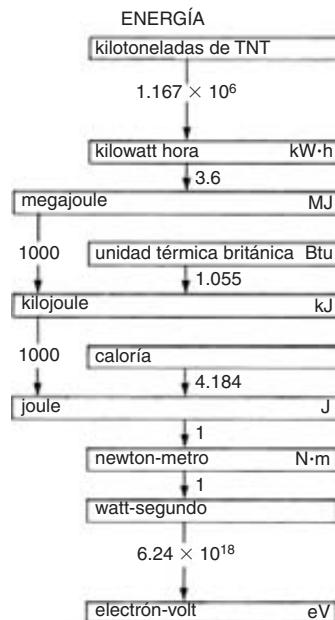


Figura 1.2

Vea el ejemplo 1-3.

(*Tabla de conversión adaptada y reproducida con autorización. Copyright © 1991, 1995 por Sperika Enterprises Ltd. Todos los derechos reservados. Tomada de "Metric Units and Conversion Charts" de Theodore Wildi. IEEE Press, Piscataway, NJ, 08855-1331.*)

1.9 El sistema de medición por unidad

Las unidades del SI descritas permiten especificar el tamaño de cualquier cantidad. Así, la masa se expresa en kilogramos, la potencia en watts y el potencial eléctrico en volts. Sin embargo, con frecuencia podemos tener una mejor idea del tamaño de una cosa comparándolo con el tamaño de algo similar. De hecho, podemos crear nuestra propia unidad y especificar el tamaño de cantidades similares comparadas con esta unidad arbitraria. Este concepto da lugar al método *por unidad* para expresar el tamaño de una cantidad.

Por ejemplo, supongamos que el peso promedio de los adultos de Nueva York es de 130 lb. Basándonos en este peso arbitrario, podemos comparar el peso de cualquier individuo en función de este peso base. Así pues, una persona que pesa 160 lb tendría un peso

por unidad de $160 \text{ lb}/130 \text{ lb} = 1.23$. Otra persona que pesa 115 lb tendría un peso por unidad de $115 \text{ lb}/130 \text{ lb} = 0.88$.

El sistema de medición por unidad tiene la ventaja de dar el tamaño de una cantidad en función de una unidad particularmente conveniente, llamada base *por unidad* del sistema. Por lo tanto, como en el ejemplo anterior, si un futbolista tiene un peso por unidad de 1.7, de inmediato sabemos que su peso está muy por encima del promedio. Además, su peso real es $1.7 \times 130 = 221 \text{ lb}$.

Observe que cualquier valor por unidad que se dé, siempre es un número puro. Por lo tanto, sería absurdo afirmar que el futbolista pesa 1.7 lb. Su peso es 1.7 *por unidad*, donde la unidad base seleccionada es 130 lb.

Para generalizar, un sistema de medición por unidad consiste en seleccionar una o más varas de medir convenientes y comparar cosas similares contra ellas. En este libro tenemos un interés particular en seleccionar varas de medir convenientes para voltaje, corriente, potencia, momento de torsión e impedancia.

1.10 Sistema por unidad con una base

Si elegimos el tamaño de sólo una cantidad como vará de medir, se dice que el sistema por unidad tiene una base única. La base puede ser una potencia, un voltaje, una corriente o una velocidad. Por ejemplo, suponga que tres motores tienen capacidades de potencia de 25 hp, 40 hp y 150 hp. Elijamos una potencia base arbitraria P_B de 50 hp. Entonces, las capacidades por unidad correspondientes son $25 \text{ hp}/50 \text{ hp} = 0.5$, $40 \text{ hp}/50 \text{ hp} = 0.8$ y $150 \text{ hp}/50 \text{ hp} = 3$. Por lo tanto, en este mundo por unidad donde la base es 50 hp, los tres motores tienen capacidades de potencia de 0.5, 0.8 y 3 pu, respectivamente.

También habríamos podido elegir una potencia base de 15 hp. En este caso, la capacidad por unidad respectiva sería $25 \text{ hp}/15 \text{ hp} = 1.67$, $40 \text{ hp}/15 \text{ hp} = 2.67$ y $150 \text{ hp}/15 \text{ hp} = 10$.

Por ello, es importante conocer la magnitud de la base del sistema por unidad. Si no conocemos su valor, no podremos calcular los valores reales de las cantidades en cuestión.

El método por unidad también se puede aplicar a impedancias. Considere, por ejemplo, el circuito de la

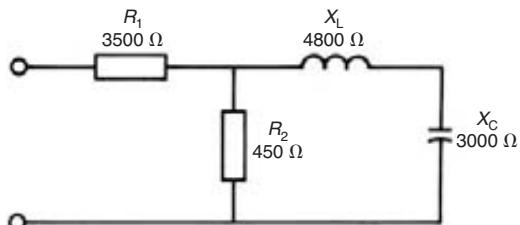


Figura 1.3
Circuito convencional.

figura 1.3, compuesto de varios resistores, capacitores e inductores cuyas impedancias se muestran. Si decidimos utilizar una impedancia de 1500 ohms como base, las impedancias por unidad son las siguientes:

$$R_1(\text{pu}) = \frac{3500 \Omega}{1500 \Omega} = 2.33$$

$$R_2(\text{pu}) = \frac{450 \Omega}{1500 \Omega} = 0.30$$

$$X_L(\text{pu}) = \frac{4800 \Omega}{1500 \Omega} = 3.2$$

$$X_C(\text{pu}) = \frac{3000 \Omega}{1500 \Omega} = 2$$

El circuito por unidad (Fig. 1.4) contiene los mismos elementos que el circuito real, pero ahora las impedancias están expresadas en valores por unidad. Este circuito se resuelve como cualquier otro. Por ejemplo, si utilizamos notación vectorial, el circuito por unidad es el que se muestra en la figura 1.5.

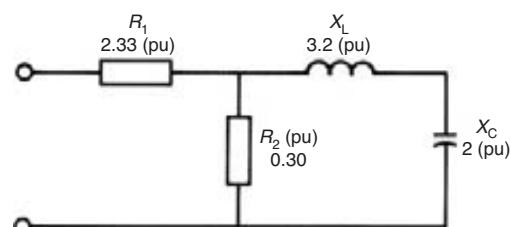
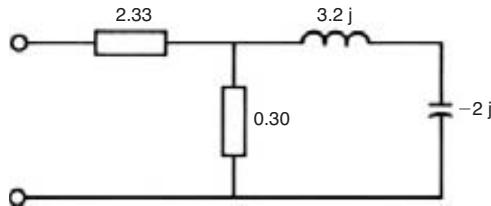


Figura 1.4
Circuito por unidad.

**Figura 1.5**

Circuito por unidad con notación j.

1.11 Sistema por unidad con dos bases

En electrotecnología, el sistema por unidad es particularmente útil cuando se utilizan dos bases. Por lo general, las bases son un voltaje base E_B y una potencia base P_B . De este modo, el voltaje base seleccionado puede ser 4 kV y la potencia base seleccionada 500 kW.

Podemos seleccionar los dos valores base independientemente uno de otro.

Una característica interesante del sistema por unidad de voltaje/potencia es que establece automáticamente una corriente base y una impedancia base correspondientes. Por lo tanto, la corriente base I_B es:

$$I_B = \frac{\text{potencia base}}{\text{voltaje base}} = \frac{P_B}{E_B}$$

y la impedancia base Z_B es:

$$Z_B = \frac{\text{voltaje base}}{\text{corriente base}} = \frac{E_B}{I_B}$$

Por ejemplo, si el voltaje base es de 4 kV y la potencia base de 500 kW, la corriente base es:

$$I_B = P_B/E_B = 500\,000/4000 = 125 \text{ A}$$

La impedancia base es:

$$Z_B = E_B/I_B = 4000 \text{ V}/125 \text{ A} = 32 \Omega$$

En realidad, si elegimos el sistema por unidad de voltaje/potencia, también obtenemos una corriente base y una impedancia base. Por ende, el llamado sistema por unidad de dos bases realmente produce un sistema por unidad de cuatro bases.

Para entender el significado de este resultado, el lector deberá estudiar los dos ejemplos siguientes. Las bases son las mismas que antes, es decir:

$$\begin{aligned} E_B &= 4 \text{ kV} & I_B &= 125 \text{ A} \\ P_B &= 500 \text{ kW} & Z_B &= 32 \Omega \end{aligned}$$

Ejemplo 1-4

Un resistor de 400 Ω transporta una corriente de 60 A. Con los valores base anteriores, calcule:

- La resistencia por unidad.
- La corriente por unidad.
- El voltaje por unidad a través del resistor.
- La potencia por unidad disipada en el resistor.
- El E y P reales del resistor.

Solución

- La resistencia por unidad es:

$$R(\text{pu}) = 400 \Omega / 32 \Omega = 12.5$$

- La corriente por unidad es:

$$I(\text{pu}) = 60 \text{ A} / 125 \text{ A} = 0.48$$

- El voltaje por unidad a través del resistor es:

$$\begin{aligned} E(\text{pu}) &= I(\text{pu}) \times R(\text{pu}) \\ &= 0.48 \times 12.5 \\ &= 6 \end{aligned}$$

- La potencia por unidad es:

$$\begin{aligned} P(\text{pu}) &= E(\text{pu}) \times I(\text{pu}) \\ &= 6 \times 0.48 \\ &= 2.88 \end{aligned}$$

- El voltaje real a través del resistor es:

$$\begin{aligned} E &= E_B \times E(\text{pu}) \\ &= 4 \text{ kV} \times 6 \\ &= 24 \text{ kV} \end{aligned}$$

La potencia real disipada en el resistor es:

$$\begin{aligned} P &= P_B \times P(\text{pu}) \\ &= 500 \text{ kW} \times 2.88 \\ &= 1440 \text{ kW} \end{aligned}$$

Ejemplo 1-5

Una fuente de 7.2 kV suministra potencia a un resistor de $24\ \Omega$ y a una caldera eléctrica de 400 kW (Fig. 1.6). Dibuje el diagrama de circuito por unidad equivalente. Utilice los mismos valores base del ejemplo 1-4.

Calcule

- El $E(\text{pu})$, $R(\text{pu})$ y $P(\text{pu})$ por unidad.
- La corriente por unidad $I_2(\text{pu})$.
- La corriente de línea por unidad $I_L(\text{pu})$.
- La potencia por unidad absorbida por el resistor.
- La potencia real absorbida por el resistor.
- La corriente de línea real.

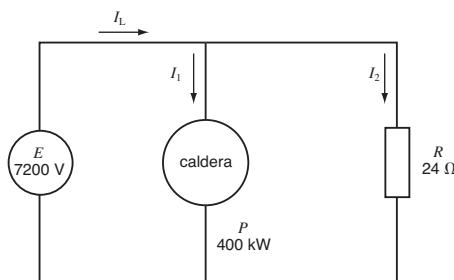


Figura 1.6

Vea el ejemplo 1.5.

Solución

- El voltaje de línea por unidad es:

$$E_1(\text{pu}) = 7.2\ \text{kV}/4\ \text{kV} = 1.8$$

La resistencia por unidad es:

$$R(\text{pu}) = 24 / 32\ \Omega = 0.75$$

La potencia por unidad de la caldera es:

$$P(\text{pu}) = 400\ \text{kW}/500\ \text{kW} = 0.8$$

Ahora podemos dibujar el circuito por unidad (Fig. 1.7).

- La corriente por unidad I_2 es:

$$\begin{aligned} I_2(\text{pu}) &= E(\text{pu})/R(\text{pu}) = 1.8 / 0.75 \\ &= 24 \end{aligned}$$

- La corriente por unidad I_1 es:

$$\begin{aligned} I_1(\text{pu}) &= P(\text{pu})/E(\text{pu}) = 0.8/1.8 \\ &= 0.444 \end{aligned}$$

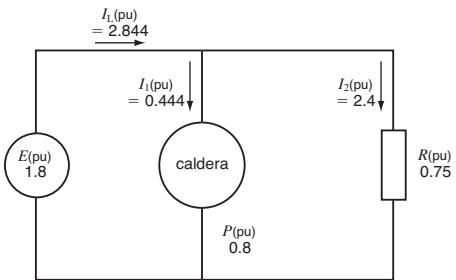


Figura 1.7

Versión por unidad de la figura 1.6.

La corriente de línea por unidad I_L es:

$$\begin{aligned} I_L(\text{pu}) &= I_1(\text{pu}) + I_2(\text{pu}) \\ &= 0.444 + 2.4 \\ &= 2.844 \end{aligned}$$

- La potencia por unidad en el resistor es:

$$\begin{aligned} P(\text{pu}) &= E(\text{pu}) \times I_2(\text{pu}) \\ &= 1.8 \times 2.4 \\ &= 4.32 \end{aligned}$$

- La potencia real en el resistor es:

$$\begin{aligned} P_2 &= P_B \times P(\text{pu}) \\ &= 500\ \text{kW} \times 4.32 \\ &= 2160\ \text{kW} \end{aligned}$$

- La corriente de línea real es:

$$\begin{aligned} I_2 &= I_B \times I_L(\text{pu}) \\ &= 125 \times 2.844 = 355.5\ \text{A} \end{aligned}$$

Preguntas y problemas

- Nombre las siete unidades base del Sistema Internacional de Unidades.
- Nombre cinco unidades derivadas del SI.
- Dé los símbolos de siete unidades base, poniendo especial atención en el uso de mayúsculas.
- ¿Por qué algunas unidades derivadas reciben nombres especiales?

- 1-5 ¿Cuáles son las unidades del SI de fuerza, presión, energía, potencia y frecuencia?
- 1-6 Dé el prefijo apropiado de los siguientes múltiplos: 100, 1000, 10^6 , $1/10$, $1/100$, $1/1000$, 10^{-6} , 10^{-9} , 10^{15} .

Exprese las siguientes unidades del SI en forma de símbolo:

- | | |
|-------------------|------------------|
| 1-7 megawatt | 1-21 militesla |
| 1-8 terajoule | 1-22 milímetro |
| 1-9 milipascal | 1-23 revolución |
| 1-10 kilohertz | 1-24 megaohm |
| 1-11 gigajoule | 1-25 megapascal |
| 1-12 miliampere | 1-26 milisegundo |
| 1-13 microweber | 1-27 picofarad |
| 1-14 centímetro | 1-28 kilovolt |
| 1-15 litro | 1-29 megampere |
| 1-16 miligramo | 1-30 kiloampere |
| 1-17 microsegundo | 1-31 kilómetro |
| 1-18 milikelvin | 1-32 nanómetro |
| 1-19 miliradián | 1-33 mililitro |
| 1-20 terawatthora | |

Establezca la unidad del SI para las siguientes cantidades y escriba el símbolo:

- | | |
|-------------------------|------------------|
| 1-34 velocidad de flujo | 1-38 densidad |
| 1-35 frecuencia | 1-39 potencia |
| 1-36 ángulo plano | 1-40 temperatura |
| 1-37 flujo magnético | 1-41 masa |

Dé los nombres de las unidades del SI que correspondan a las siguientes unidades:

- | | |
|------------------------------|--|
| 1-42 Btu | 1-50 °F |
| 1-43 caballo de fuerza | 1-51 bar |
| 1-44 línea de flujo | 1-52 libra-masa |
| 1-45 pulgada | 1-53 libra-fuerza |
| 1-46 angstrom | 1-54 kilowatt-hora |
| 1-47 ciclo por segundo | 1-55 galón por minuto |
| 1-48 gauss | 1-56 mho o siemens |
| 1-49 Línea por pulg cuadrada | 1-57 libra-fuerza por pulgada cuadrada |

- | | |
|-----------------|--------------------|
| 1-58 revolución | 1-60 oersted |
| 1-59 grado | 1-61 ampere vuelta |

Haga las siguientes conversiones por medio de las tablas de conversión:

- | | |
|---|--|
| 1-62 10 metros cuadrados a yardas cuadradas. | |
| 1-63 250 MCM a milímetros cuadrados. | |
| 1-64 1645 milímetros cuadrados a pulgadas cuadradas. | |
| 1-65 13 000 mils circulares a milímetros cuadrados. | |
| 1-66 640 acres a kilómetros cuadrados. | |
| 1-67 81 000 watts a Btu por segundo. | |
| 1-68 33 000 libras pie fuerza por minuto a kilowatts. | |
| 1-69 250 pies cúbicos a metros cúbicos. | |
| 1-70 10 libras pie fuerza a microjoules. | |
| 1-71 10 libras fuerza a kilogramos-fuerza. | |
| 1-72 60 000 líneas por pulgada cuadrada a teslas. | |
| 1-73 1.2 teslas a kilogauss. | |
| 1-74 50 onzas a kilogramos. | |
| 1-75 76 oersteds a amperes por metro. | |
| 1-76 5000 metros a millas. | |
| 1-77 80 ampere horas a coulombs. | |
| 1-78 25 libras fuerza a newtons. | |
| 1-79 25 libras a kilogramos. | |
| 1-80 3 toneladas métricas a libras. | |
| 1-81 100 000 líneas de fuerza a webers. | |
| 1-82 0.3 libras por pulgada cúbica a kilogramos por metro cúbico. | |
| 1-83 2 pulgadas de mercurio a milibars. | |
| 1-84 200 libras por pulgada cuadrada a pascales. | |
| 1-85 70 libras fuerza por pulgada cuadrada a newton por metro cuadrado. | |
| 1-86 15 revoluciones por minuto a radianes por segundo. | |
| 1-87 Una temperatura de 120 °C a kelvin. | |
| 1-88 Una temperatura de 200 °F a kelvin. | |
| 1-89 Una diferencia de temperatura de 120 °C a kelvin. | |

- 1-90 Se elige una resistencia de 60Ω como la resistencia base en un circuito. Si el circuito contiene tres resistores que tienen valores reales de 100Ω , 3000Ω y 20Ω , calcule el valor por unidad de cada resistor.
- 1-91 Se elige una potencia de 25 kW y un voltaje de 2400 V como la potencia base y el voltaje base de un sistema de potencia. Calcule el valor de la impedancia base y de la corriente base.
- 1-92 Un resistor tiene un valor por unidad de 5.3 . Si la potencia base es de 250 kW y el voltaje base es de $12\,470 \text{ V}$, calcule el valor óhmico del resistor.
- 1-93 Se selecciona una longitud de 4 m como unidad base.

Calcule

- La longitud por unidad de 1 milla.
- La longitud por unidad de 1 pie.
- El tamaño del área base (en m^2).
- El tamaño del volumen base (en m^3).
- El valor por unidad de un volumen de 6000 m^3 .
- El valor por unidad de un área de 2 millas cuadradas.

Aplicación industrial:

- 1-94 Un motor tiene una eficiencia de 92.6% . ¿Cuál es la eficiencia por unidad?
- 1-95 Un motor de velocidad variable que tiene una capacidad indicada de 15 hp a 890 r/min desarrolla un momento de torsión de 25 newton metros a 1260 r/min . Calcule los valores por unidad del momento de torsión, la velocidad y la potencia.
- 1-96 Tres resistores tienen los siguientes valores:

resistor	resistencia	potencia
A	100Ω	24 W
B	50Ω	75 W
C	300Ω	40 W

Utilizando el resistor A como base, determine los valores por unidad de resistencia, potencia y voltaje de los resistores B y C, respectivamente.

- 1-97 Un motor con rotor tipo jaula de ardilla de 30 hp tiene las siguientes capacidades de corriente:

CPC: corriente a plena carga 36 A

CRB: corriente a rotor bloqueado 218 A

CSC: corriente sin carga o en vacío de 14 A .

Calcule los valores por unidad de CRB y CSC.

CAPÍTULO 2

Fundamentos de electricidad, magnetismo y circuitos

2.0 Introducción

En este capítulo revisamos brevemente algunos de los fundamentos de electricidad, magnetismo y circuitos. Asumimos que el lector ya sabe los conceptos básicos, incluida la solución de circuitos eléctricos. Sin embargo, un repaso es útil porque se enfoca en aquellos elementos que son particularmente importantes en tecnología de potencia. Además, establece la notación utilizada a lo largo de este libro para designar voltajes y corrientes. Algunos de los temas que tratamos aquí también proporcionarán al lector una referencia sobre temas tratados en capítulos posteriores.

2.1 Flujo de corriente convencional y flujo de corriente de electrones

Considere la pila seca mostrada en la figura 2.1, que tiene una terminal positiva (+) y una negativa (-). La diferencia de potencial entre ellas (medida en volts) se debe a un exceso de electrones en la terminal negativa, el cual no está presente en la terminal positiva.

Si conectamos las terminales con un alambre, la diferencia de potencial hace que fluya una corriente eléctrica en el circuito. Esta corriente se compone de un flujo constante de electrones que sale de la terminal negativa, se desplaza a lo largo del alambre y regresa a la pila por la terminal positiva (Fig. 2.2).



Figura 2.1
Pila seca.

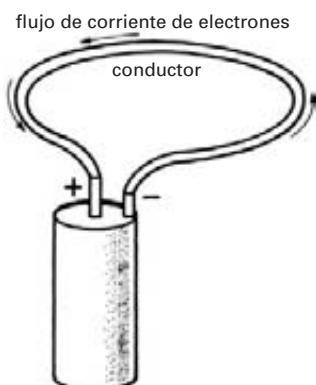


Figura 2.2
Flujo de electrones.

Antes de que se comprendiera por completo la teoría del flujo de corriente de electrones, los científicos del siglo 17 decidieron arbitrariamente que la corriente de un conductor fluye de la terminal positiva a la negativa (Fig. 2.3). Este *flujo de corriente convencional* aún se utiliza en la actualidad y es la dirección de flujo de corriente aceptada en la tecnología de energía eléctrica.

En este libro utilizamos el flujo de corriente convencional, pero vale la pena recordar que el flujo de electrones real es contrario al flujo de corriente convencional.

2.2 Diferencia entre fuentes y cargas

En ocasiones es importante identificar las fuentes y las cargas de un circuito eléctrico. Por definición, *una fuente suministra energía eléctrica* mientras que *una carga la absorbe*. Todo dispositivo eléctrico (motor, resistor, termopar, batería, capacidad, generador, etc.) que transporta corriente se clasifica ya sea como una fuente o una carga. ¿Cómo podemos distinguir una de la otra?

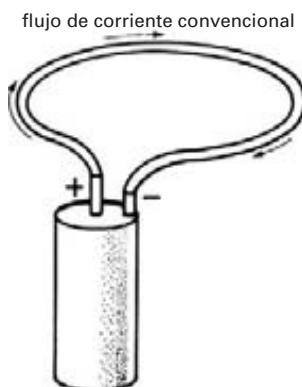


Figura 2.3

Flujo de corriente convencional.

Para establecer una regla general, considere dos cajas negras A y B que están conectadas por un par de alambres que transportan una corriente variable I que cambia continuamente de dirección (Fig. 2.4). Se supone que la caída de voltaje a lo largo de los alambres es cero. Cada caja contiene dispositivos y componentes desconocidos que están conectados de alguna manera a las terminales externas A_1 , A_2 , B_1 y B_2 . Existe un voltaje variable a través de las terminales, y su magnitud y polaridad también cambian continuamente. En esas condiciones tan variables, ¿cómo podemos decir si A o B es una fuente o una carga?

Para responder la pregunta, suponga que tenemos instrumentos apropiados para determinar la polaridad instantánea (+)(-) del voltaje a través de las terminales y la *dirección instantánea* del flujo de corriente convencional. Se aplica entonces la siguiente regla:

- Un dispositivo es una fuente siempre que la corriente salga por la terminal positiva.
- Un dispositivo es una carga siempre que la corriente fluya hacia la terminal positiva.

Si las polaridades instantáneas y el flujo de corriente instantáneo son como se muestran en la figura 2.4, deducimos por la regla que la caja A es una fuente y la B una carga. No obstante, si la corriente se invirtiera y la polaridad permanece igual, la caja B se convertiría en la fuente y la A en la carga.

La regla anterior para establecer si un dispositivo es una fuente o una carga es muy simple, pero tiene aplicaciones importantes, sobre todo en circuitos de corriente alterna.

Algunos dispositivos, como los resistores, pueden actuar sólo como cargas. Otros, como las fotoceldas, pueden actuar sólo como fuentes. Sin embargo, muchos dispositivos pueden comportarse o como fuentes o como cargas. Así pues, cuando una batería suministra energía eléctrica, actúa como una fuente (sale co-

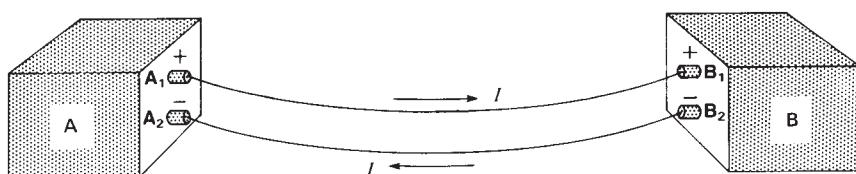


Figura 2.4

Diferencia entre una fuente y una carga.

riente de la terminal (+); cuando se recarga, actúa como carga [entra corriente a la terminal (+)]. De la misma manera, los motores eléctricos actúan por lo general como cargas en un sistema, pero durante períodos breves pueden actuar como generadores si las condiciones electromecánicas son apropiadas. Lo mismo sucede en el caso de los capacitores. Cuando un capacitor se está descargando, actúa como fuente y sale corriente de la terminal (+). Por el contrario, cuando el capacitor se está cargando, actúa como carga y entra corriente a la terminal (+).

2.3 Notación de signos

En aritmética se utilizan los símbolos (+) y (−) para describir la adición y la substracción. En electricidad y mecánica, se amplía el significado para indicar la dirección de una corriente eléctrica, de una fuerza mecánica, de una velocidad de rotación, etc., comparada con una dirección seleccionada arbitrariamente. Por ejemplo, si la velocidad de un motor cambia de +100 r/min a −400 r/min, significa que la dirección de rotación se invirtió. Esta interpretación de los signos (+) y (−) aparece con frecuencia en los siguientes capítulos.

2.4 Notación de doble subíndice para voltajes

A continuación describimos un sistema de notación que permite indicar la polaridad de voltajes. La figura 2.5 muestra una fuente G que tiene una terminal A positiva y una terminal B negativa. La terminal A es positiva con respecto a B. Del mismo modo, la terminal B es negativa con respecto a A. Observe que la terminal A no es positiva por sí misma; sólo es positiva con respecto a B.

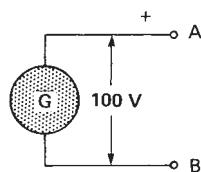


Figura 2.5
Notación de doble subíndice para designar un voltaje.

La diferencia de potencial y la polaridad relativa de las terminales A y B se pueden designar mediante la notación de doble subíndice, como sigue:

- $E_{AB} = +100 \text{ V}$, lo cual significa que el voltaje entre A y B es de 100 V, y que A es positiva con respecto a B.
- $E_{BA} = -100 \text{ V}$, lo cual significa que el voltaje entre A y B es de 100 V, y que B es negativa con respecto a A.

Como otro ejemplo, si sabemos que el voltaje del generador de la figura 2.6 tiene un valor $E_{21} = -100 \text{ V}$, entonces el voltaje entre las terminales es de 100 V y la terminal 2 es negativa con respecto a la terminal 1.

2.5 Notación de signos para voltajes

Aunque podemos representar el valor y la polaridad de voltajes mediante la notación de doble subíndice (E_{12} , E_{AB} , etc.), a menudo es preferible utilizar la notación de signos, que consiste en designar el voltaje mediante un símbolo (E_1 , E_2 , V , etc.) e identificar una de las terminales mediante un signo positivo (+). Por ejemplo, la figura 2.7 muestra una fuente E_1 en la que una de las terminales está marcada arbitrariamente con un signo positivo (+). La otra terminal no

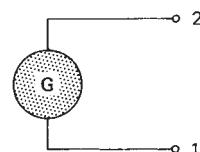


Figura 2.6
Si $E_{21} = -100 \text{ V}$, la terminal 2 es negativa con respecto a la terminal 1.

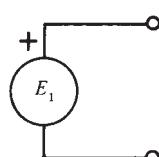


Figura 2.7
Notación de signos para designar un voltaje.

está marcada, pero automáticamente suponemos que es negativa con respecto a la terminal (+).

Con esta notación se aplican las siguientes reglas:

- Si establecemos que $E_1 = +10$ V, esto significa que la polaridad real de las terminales corresponde a la indicada en el diagrama. Así, la terminal que tiene el signo (+) es positiva, y la otra es negativa. Además, la magnitud del voltaje a través de las terminales es de 10 V.
- Por el contrario, si $E_1 = -10$ V, la polaridad real de las terminales es la inversa de la que se muestra en el diagrama. Así, la terminal que tiene el signo (+) es negativa, y la otra es positiva. Además, la magnitud del voltaje a través de las terminales es de 10 V.

Ejemplo 2-1

El circuito de la figura 2.8 se compone de tres fuentes $-V_1$, V_2 y V_3 , cada una de las cuales tiene una terminal marcada con un signo positivo (+). Las fuentes están conectadas en serie a un resistor R , mediante los alambres de conexión A, B, C y D.

Determine el valor y la polaridad reales del voltaje a través de cada fuente, sabiendo que $V_1 = -4$ V, $V_2 = +10$ V y $V_3 = -40$ V.

Solución

Con las reglas que vimos anteriormente, deducimos que los valores y polaridades reales son como se muestra en la figura 2.9. Sin embargo, al dirigir la atención al alambre A, parece imposible que pueda ser tanto positivo (+) como negativo (-). No obstante, debemos recordar que A no es inherentemente positiva ni inherentemente negativa. Sólo tiene una polaridad con respecto a los alambres B y C, respectivamente. En

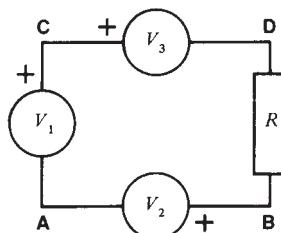


Figura 2.8

Circuito del ejemplo 2-1.

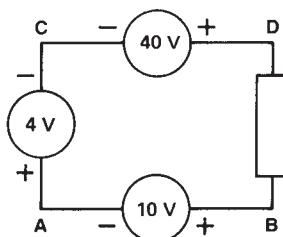


Figura 2.9

Solución del ejemplo 2-1.

realidad, el punto A es *negativo* con respecto al B y *positivo* con respecto al C. Por eso A tiene tanto un signo positivo como uno negativo.

2.6 Gráfica de un voltaje de corriente alterna

En los siguientes capítulos veremos fuentes cuyos voltajes cambian de polaridad periódicamente. Tales voltajes de corriente alterna se pueden representar por medio de una gráfica (Fig. 2.10). El eje vertical indica el voltaje en cada instante, mientras que el horizontal indica el tiempo correspondiente. Los voltajes son positivos cuando están sobre el eje horizontal y negativos cuando están debajo. La figura 2.10 muestra el voltaje E_{21} producido por el generador de la figura 2.6.

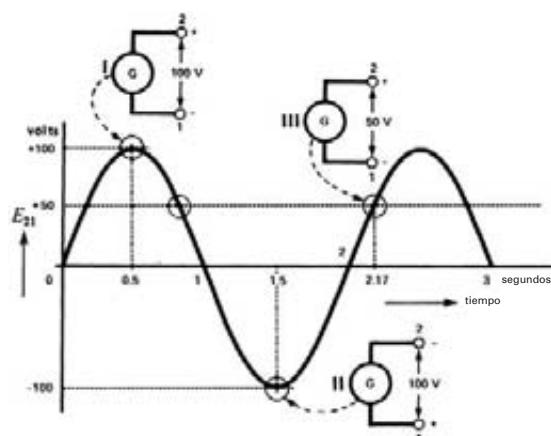


Figura 2.10

Gráfica de un voltaje alterno con un valor pico de 100 V.

Comenzando en cero, E_{21} se incrementa gradualmente y llega a +100 V después de 0.5 segundos. Después cae gradualmente a cero al final de un segundo. Durante este intervalo de un segundo, la terminal 2 es positiva con respecto a la 1 porque E_{21} es positivo.

Durante el intervalo de 1 a 2 segundos, E_{21} es negativo; por consiguiente, la terminal 2 es negativa con respecto a la 1. Los voltajes y polaridades instantáneos del generador a 0.5, 1.5 y 2.17 segundos se muestran mediante las inserciones I, II y III de la figura 2.10.

2.7 Corrientes positivas y negativas

También se utilizan signos positivos y negativos para indicar la dirección del flujo de corriente. Los signos se asignan con respecto a una dirección de referencia dada en el diagrama del circuito. Por ejemplo, la corriente de un resistor (Fig. 2.11) puede fluir de X a Y o de Y a X. Una de estas direcciones se considera positiva (+) y la otra negativa (-).



Figura 2.11

La corriente puede fluir de X a Y o de Y a X.

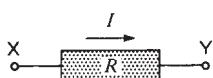


Figura 2.12

Elemento de circuito que muestra la dirección positiva del flujo de corriente.

La dirección *positiva* se muestra *arbitrariamente* por medio de una flecha (Fig. 2.12). Por lo tanto, si una corriente de 2 A fluye de X a Y, lo hace en la dirección positiva y se designa mediante el símbolo +2 A. A la inversa, si la corriente fluye de Y a X (dirección opuesta a la de la flecha), se designa mediante el símbolo -2 A.

Ejemplo 2-2

La corriente de un resistor R varía de acuerdo con la gráfica mostrada en la figura 2.13. Interprete el significado de esta gráfica.

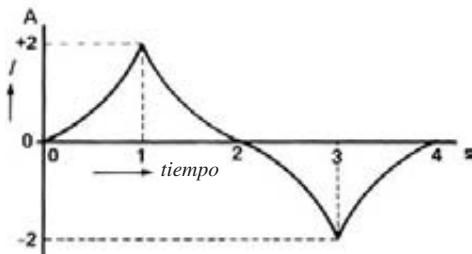
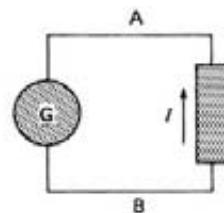


Figura 2.13

Círculo eléctrico y la gráfica de corriente correspondiente. La flecha indica la dirección positiva del flujo de corriente.

Solución

De acuerdo con la gráfica, la corriente se incrementa de cero a +2 A durante el intervalo de 0 a 1 segundo. Como es positiva, la corriente fluye de B a A en el resistor (la dirección de la flecha). Durante el intervalo de 1 a 2 segundos, la corriente disminuye de +2 A a cero, pero continúa circulando de B a A en el resistor. Entre 2 y 3 segundos, la corriente se incrementa de cero a -2 A y, como es negativa, en realidad fluye en una dirección opuesta a la de la flecha, es decir, de A a B.

2.8 Voltaje sinusoidal

El voltaje ca generado por alternadores comerciales es casi una onda seno perfecta. Por consiguiente, puede expresarse mediante la ecuación

$$e = E_m \cos(2\pi ft + \theta) \quad (2.1)$$

donde

e = voltaje instantáneo [V]

E_m = valor pico del voltaje sinusoidal [V]

f = frecuencia [Hz]

t = tiempo [s]

θ = un ángulo fijo [rad]

La expresión $2\pi ft$ y θ son ángulos, expresados en radianes. Sin embargo, a menudo es más conveniente expresar el ángulo en grados, como sigue:

$$e = E_m \cos(360ft + \theta) \quad (2.2)$$

o bien

$$e = E_m \cos(\phi + \theta) \quad (2.3)$$

En estas ecuaciones los símbolos tienen el mismo significado que antes, y el ángulo dependiente del tiempo ϕ ($= 360$ pies) también se expresa en grados.

Ejemplo 2-3

La onda seno de la figura 2.14 representa el voltaje E_{ab} a través de las terminales **a** y **b** de un motor ca que opera a 50 Hz. Si sabe que $\theta = 30^\circ$ y $E_m = 100$ V, calcule el voltaje en los instantes $t = 0$ y $t = 27.144$ s.

Solución

El voltaje en el instante $t = 0$ es

$$\begin{aligned} e_{ab} &= E_m \cos(360ft + \theta) \\ &= 100 \cos(360 \times 50 \times 0 + 30^\circ) \\ &= 100 \cos 30^\circ \\ &= 86.6 \text{ V} \end{aligned}$$

En este momento el voltaje es de +86.6 V, por lo que la terminal **a** es positiva con respecto a la **b**.

El voltaje en el instante $t = 27.144$ s es

$$\begin{aligned} e_{ab} &= 100 \cos(360 \times 50 \times 27.144 + 30^\circ) \\ &= 100 \cos 488.622^\circ \\ &= -20.8 \text{ V} \end{aligned}$$

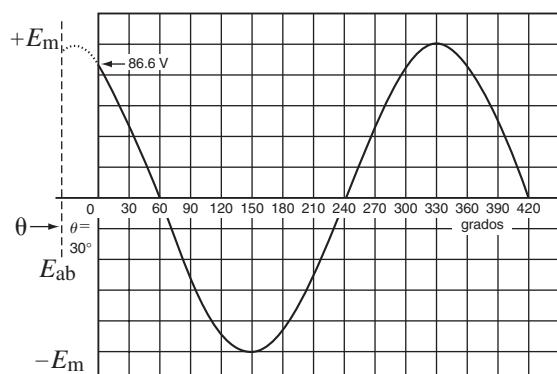


Figura 2.14

Voltaje sinusoidal con un valor pico de 100 V y expresado por $e_{ab} = E_m \cos(360ft + 30^\circ)$.

Así, en este momento el voltaje es de -20.8 V y la terminal **a** es negativa con respecto a la **b**. Observe que el ángulo de 488.622° corresponde a $488.622/360 = 1357$ ciclos completos más 0.2833 ciclos. El último valor corresponde a $0.2833 \times 360^\circ = 102^\circ$ y $100 \cos 102^\circ = -20.8$ V.

2.9 Conversión de funciones cosenoidales en funciones senoidales

Podemos convertir una función coseno de voltaje o corriente en una función seno agregando 90° al ángulo θ . Por lo tanto,

$$\begin{aligned} E_m \cos(360ft + \theta) &= \\ E_m \sin(360ft + \theta + 90^\circ) & \end{aligned} \quad (2.4)$$

Asimismo, podemos convertir una función senoidal en una función cosenoidal restando 90° al ángulo. Por lo tanto,

$$\begin{aligned} I_m \sin(360ft + \theta) &= \\ I_m \cos(360ft + \theta - 90^\circ) & \end{aligned} \quad (2.5)$$

2.10 Valor efectivo (o rms) de un voltaje ca

Aun cuando las propiedades de un voltaje de ca se conocen al especificar su frecuencia y valor pico E_m , es mucho más común utilizar el valor efectivo E_{efec} . Para un voltaje que varía sinusoidalmente, la relación entre E_{efec} y E_m está dada por la expresión

$$E_{efec} = E_m / \sqrt{2} \quad (2.6)$$

El valor efectivo de un voltaje de ca también se conoce como valor RMS (siglas en inglés de raíz cuadrada de la media de los cuadrados) del voltaje. Es una medida del efecto de calentamiento del voltaje de ca comparado con el de un voltaje de cd equivalente. Por ejemplo, en un resistor, un voltaje de ca que tiene un valor efectivo de 135 volts produce el mismo efecto de calentamiento que un voltaje de cd de 135 V.

Lo mismo sucede con el valor efectivo de una corriente de ca. Así pues, una corriente que varía sinusoidalmente y cuyo valor pico es I_m posee un valor efectivo I_{efec} dado por

$$I_{\text{efec}} = I_m / \sqrt{2} \quad (2.7)$$

La mayoría de los instrumentos de corriente alterna están calibrados para mostrar el *valor efectivo* de voltaje o de corriente y no el *valor pico* (Fig. 2.15). Cuando se da el valor de una corriente o voltaje alternos, se entiende que es el valor efectivo. Además, el subíndice de E_{efec} e I_{efec} se elimina y los valores efectivos de voltaje y corriente se representan simplemente con los símbolos E e I .

Ejemplo 2-4

Una fuente de 60 Hz que tiene un voltaje efectivo de 240 V suministra una corriente efectiva de 10 A a un circuito. La corriente se retrasa 30° con respecto al voltaje. Dibuje la forma de onda de E e I .

Solución

a. El voltaje pico es

$$E_m = E \sqrt{2} = 240 \sqrt{2} = 339 \text{ V}$$

b. La corriente pico es

$$I_m = I \sqrt{2} = 10 \sqrt{2} = 14.1 \text{ A}$$

c. Supongamos que el voltaje está dado por

$$\begin{aligned} e &= E_m \sin 360 ft \\ &= 339 \sin 360 \times 60 t \\ &= 339 \sin 21 600 t \end{aligned}$$

d. Debido al retraso de fase de 30°, la corriente está dada por

$$\begin{aligned} i &= I_m \sin (360 ft - 30) \\ &= 14.1 \sin (21 600 t - 30) \\ &= 14.1 \sin (\phi - 30) \end{aligned}$$

e. Las formas de onda que dan los valores instantáneos de e e i se muestran en la figura 2.16.

2.11 Representación fasorial

En la mayoría de los estudios de la potencia la frecuencia es fija, por lo que simplemente la damos por sentado. Además, no tenemos un interés particular en las corrientes y voltajes instantáneos, sino en sus magnitudes RMS y ángulos de fase. Y como los voltajes se

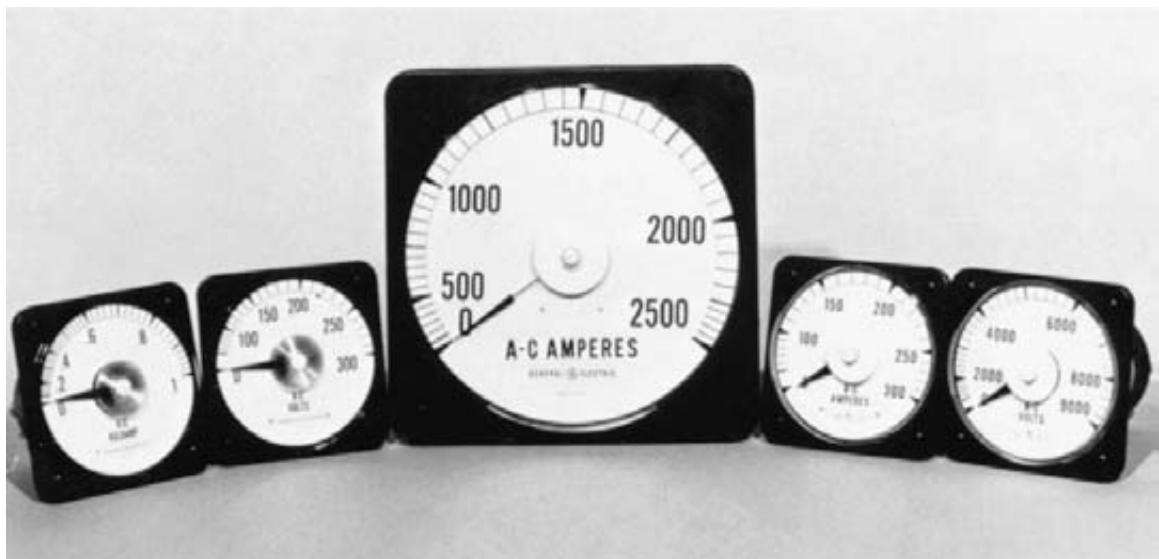
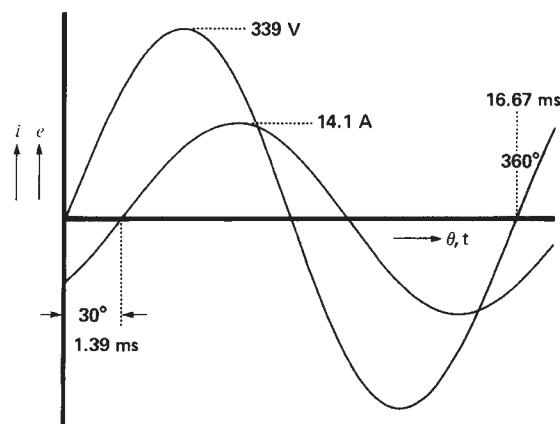


Figura 2.15

Los voltímetros y amperímetros comerciales se gradúan en valores efectivos. Estos instrumentos tienen escalas hasta de 2500 A y 9000 V.

(Cortesía de General Electric)

**Figura 2.16**

Gráfica que muestra los valores instantáneos de voltaje e corriente i . La corriente está retrasada 30° con respecto al voltaje. El voltaje efectivo es de 240 V y la corriente efectiva es de 10 A.

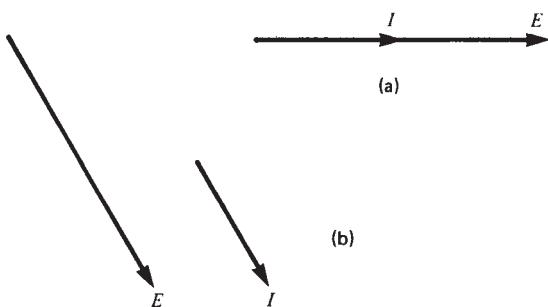
miden en función de los valores efectivos E y no de los valores pico E_m , en realidad sólo nos interesan E y θ .

Esta línea de razonamiento ha dado lugar al método *fatorial* para representar voltajes y corrientes.

El propósito básico del diagrama fasorial es mostrar las magnitudes y los ángulos de fase entre voltajes y corrientes. Un fasor es similar a un vector en el sentido de que ostenta una flecha, y su longitud es proporcional al valor efectivo del voltaje o corriente que representa. El ángulo entre dos fasores es igual al ángulo de fase eléctrico entre las cantidades.

Las siguientes reglas se aplican a fasores:

1. Se dice que dos fasores están en fase cuando son paralelos entre sí y apuntan en la misma dirección (Fig. 2.17). Por lo tanto, el ángulo de fase entre ellos es cero.
2. Se dice que dos fasores están fuera de fase cuando apuntan en direcciones diferentes. El ángulo de fase entre ellos es el ángulo en que uno de los fasores tiene que ser girado para que apunte en la misma dirección que el otro. Así, de acuerdo con la figura 2.18, el fasor I se tiene que girar en sentido contrario al de las manecillas del reloj un ángulo θ para que apunte en la misma dirección que el fasor E . Por el contrario, el fasor E se tiene que girar en el sentido de las manecillas del reloj un ángulo θ para que apunte en la misma dirección que el fasor I . Por consiguiente,

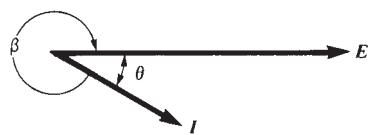
**Figura 2.17**

El fasor de corriente I y el de voltaje E están en fase.

**Figura 2.18**

El fasor E tiene que ser girado en el sentido de las manecillas del reloj para que apunte en la misma dirección del fasor I , entonces se dice que el fasor E se **adelanta** con respecto al fasor I . A la inversa, se dice que un fasor I se **retrasa** con respecto al fasor E si aquél tiene que ser girado en sentido contrario al de las manecillas del reloj para que apunte en la misma dirección que éste. Por lo tanto, de acuerdo con la figura 2.18, está claro que el fasor E se adelanta θ grados con respecto al fasor I . Pero también podríamos decir que I se retrasa θ grados con respecto a E .

- ya sea que giremos un fasor o el otro, tenemos que girarlos el mismo ángulo para alinearlos.
3. Si el fasor E tiene que ser girado en el sentido de las manecillas del reloj para que apunte en la misma dirección del fasor I , entonces se dice que el fasor E se **adelanta** con respecto al fasor I . A la inversa, se dice que un fasor I se **retrasa** con respecto al fasor E si aquél tiene que ser girado en sentido contrario al de las manecillas del reloj para que apunte en la misma dirección que éste. Por lo tanto, de acuerdo con la figura 2.18, está claro que el fasor E se adelanta θ grados con respecto al fasor I . Pero también podríamos decir que I se retrasa θ grados con respecto a E .
 4. De acuerdo con la figura 2.19, podríamos girar el fasor I en el sentido de las manecillas del reloj

**Figura 2.19**

El fasor I se adelanta β grados con respecto a E . Pero el fasor I también se retrasa θ grados con respecto a E .

un ángulo β para que apunte en la misma dirección que el fasor E . Podríamos decir entonces que el fasor I se adelanta β grados con respecto a E . Pero es lo mismo que decir que el fasor I se retrasa θ grados con respecto a E . En la práctica, siempre se elige el ángulo de fase más pequeño entre los dos fasores para designar la situación de retraso o adelanto.

5. No es necesario que los fasores tengan un origen común pero pueden estar separados por completo entre sí, como se muestra en la figura 2.20. Aplicando la regla 3, podemos ver que E_1 está en fase con I_1 porque ambos apuntan en la misma dirección. Además, el fasor I_2 está adelantado 90° con respecto a E_1 , y E_2 está retrasado 135° con respecto a I_2 .

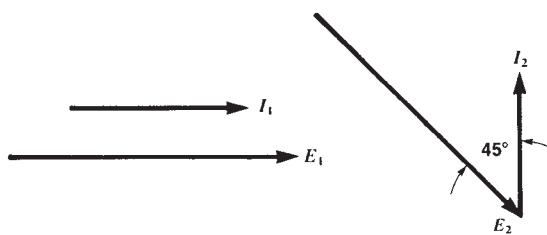


Figura 2.20

Los fasores no tienen que partir de un origen común para mostrar sus magnitudes y relaciones de fase.

Del mismo modo, los tres fasores E_{ab} , E_{bc} y E_{ca} mostrados en la figura 2.21a se pueden reacomodar como se muestra en la figura 2.21b sin afectar la relación de fase entre ellos. Observe que el fasor E_{ab} de la figura 2.21b sigue apuntando en la misma dirección que el fasor E_{ab} de la figura 2.21a, y lo mismo sucede con los otros fasores.

La figura 2.21c muestra otra disposición más de los tres fasores que de ningún modo altera su magnitud o relación de fase.

El ángulo entre los dos fasores es una medida del tiempo que separa sus valores pico positivos. Conociendo la frecuencia, podemos calcular el tiempo.

Ejemplo 2-5

Trace el diagrama fasorial del voltaje y la corriente de la figura 2.16. Calcule el intervalo de tiempo entre los picos positivos de E e I .

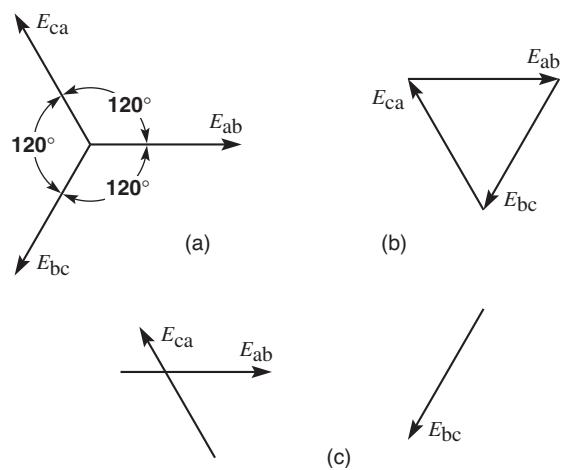


Figura 2.21

Diferentes maneras de mostrar las relaciones de fase entre tres voltajes que están mutuamente desplazados en 120° .

Solución

Para trazar el diagrama fasorial, elegimos *cualquier* dirección arbitraria para el fasor E , con su longitud equivalente a 240 V. Trazamos entonces el fasor I retrasado 30° con respecto a E y con su longitud equivalente a 10 A (Fig. 2.22). Sabiendo que la frecuencia es de 60 Hz, el intervalo de tiempo entre los picos positivos está dado por

$$\theta = 360 \text{ ft}$$

$$30 = 360 \times 60 t$$

$$t = 1.39 \text{ ms}$$

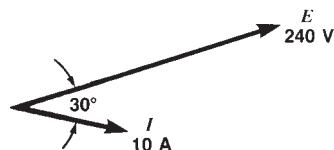


Figura 2.22

Diagrama fasorial del voltaje y la corriente de la figura 2.16.

2.12 Armónicos

Con frecuencia, los voltajes y corrientes de un circuito de potencia no son ondas seno puras. Los voltajes de línea casi siempre tienen una forma de onda satis-

factoria, pero en ocasiones las corrientes aparecen muy distorsionadas, como se muestra en la figura 2.23. Esta distorsión puede ser producida por saturación magnética en los núcleos de transformadores o por la acción de conmutación de tiristores o IGBTs en mandos electrónicos.

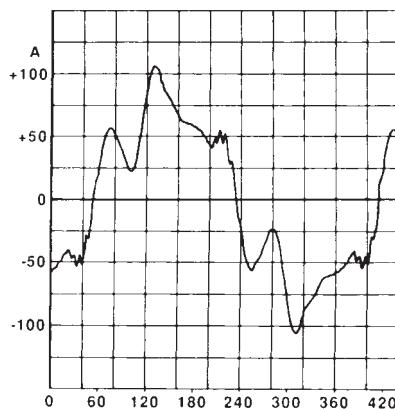


Figura 2.23

Esta corriente a 60 Hz severamente distorsionada en un mando electrónico contiene los siguientes armónicos: fundamental (60 Hz) = 59 A; quinto armónico (300 Hz) = 15.6 A; séptimo armónico (420 Hz) = 10.3 A. También están presentes armónicos más altos, pero sus amplitudes son pequeñas.
(Cortesía de Electro-Mécanik.)

La distorsión de un voltaje o corriente puede atribuirse a los armónicos que contiene. Un armónico es cualquier voltaje o corriente cuya frecuencia es un múltiplo entero de (2, 3, 4, etc., veces) la frecuencia de línea.

Considere un conjunto de ondas senoidales en el que la frecuencia más baja es f y todas las demás son múltiplos enteros de f . Por definición, la onda seno que tiene la frecuencia más baja recibe el nombre de *fundamental* y las otras el de *armónicos*. Por ejemplo, se dice que un conjunto de ondas senoidales cuyas frecuencias son de 20, 40, 100 y 380 Hz posee los siguientes componentes:

frecuencia fundamental: 20 Hz (la frecuencia más baja)

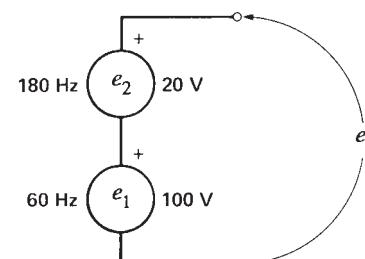
segundo armónico: 40 Hz (2×20 Hz)

quinto armónico: 100 Hz (5×20 Hz)

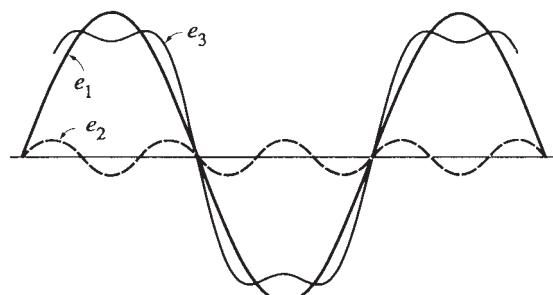
decimonoveno armónico: 380 Hz (19×20 Hz)

Para entender el efecto distorsionante de un armónico, consideremos dos fuentes sinusoidales e_1 y e_2 conectadas en serie (Fig. 2.24a). Sus frecuencias son 60 Hz y 180 Hz, respectivamente. Las amplitudes pico correspondientes son 100 V y 20 V. Se supone que los voltajes fundamental (60 Hz) y de tercer armónico (180 Hz) pasan por cero al mismo tiempo, y ambos son ondas seno perfectas.

Como las fuentes están en serie, el voltaje terminal e_3 es igual a la suma de los voltajes instantáneos producidos por cada fuente. El voltaje terminal resultante es una onda de cresta aplanada (Fig. 2.24b). Por lo tanto, la suma de un voltaje fundamental y uno armónico produce una forma de onda no sinusoidal cuyo grado de distorsión depende de la magnitud del armónico (o armónicos) que contiene.



(a)



(b)

Figura 2.24

a. Dos fuentes sinusoidales de diferentes frecuencias conectadas en serie.

b. Un voltaje fundamental y uno de tercer armónico pueden producir juntos una onda de cresta plana.

Podemos producir un voltaje o corriente periódicos de cualquier forma concebible. Todo lo que hay que hacer es agregar un componente fundamental y un conjunto arbitrario de componentes armónicos. Por ejemplo, podemos generar una onda cuadrada que tenga una amplitud de 100 V y una frecuencia de 50 Hz conectando en serie las siguientes fuentes de onda seno, como se muestra en la tabla 2a.

TABLA 2A ONDA CUADRADA DE 100 V

Armónico	Amplitud [V]	Frecuencia [Hz]	Amplitud relativa
fundamental	127.3	50	1
tercer	42.44	150	1/3
quinto	25.46	250	1/5
séptimo	18.46	350	1/7
noveno	14.15	450	1/9
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
127	1.00	6350	1/127
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
n	127.3/n	50 n	1/n

Por lo tanto, una onda cuadrada se compone de una onda fundamental y un número infinito de armónicos. Los armónicos más altos tienen amplitudes más y más pequeñas, por lo que son menos importantes. Sin embargo, estos armónicos de alta frecuencia producen los lados y las esquinas de la onda cuadrada. En la práctica, las ondas cuadradas no se producen agregando ondas seno, pero el ejemplo demuestra que cualquier forma de onda puede componerse de una onda fundamental y un número apropiado de armónicos.

Por el contrario, podemos *descomponer* una onda periódica distorsionada en sus componentes fundamental y armónicos. El procedimiento para descomponer una onda distorsionada se da en el capítulo 30.

En general, los voltajes y corrientes armónicos no son recomendables, pero en algunos circuitos de ca también son inevitables. Los armónicos son creados por cargas no lineales, como arcos eléctricos y circuitos magnéticos saturados. También se producen siempre

que los voltajes y corrientes sean periódicamente conmutados, como en circuitos electrónicos de potencia. Todos estos circuitos producen formas de onda distorsionadas ricas en armónicos.

En circuitos de ca la corriente y el voltaje fundamentales producen potencia fundamental. Ésta es la potencia útil que hace que un motor gire y un horno de arco se caliente. El producto de un voltaje armónico por la corriente armónica correspondiente también produce una potencia armónica. En general, esta última se disipa como calor en el circuito de ca y, en consecuencia, no realiza trabajo útil. Por ello, las corrientes y voltajes armónicos deberán mantenerse tan pequeños como sea posible.

Cabe mencionar que el producto de un voltaje fundamental y una corriente armónica produce una potencia neta cero.

En el capítulo 30 veremos con más detalle los armónicos.

2.13 Energía en un inductor

Una bobina o inductor almacena energía en su campo magnético cuando transporta una corriente I . La energía está dada por

$$W = \frac{1}{2} LI^2 \quad (2.8)$$

donde

W = energía almacenada en la bobina [J]

L = inductancia en la bobina [H]

I = corriente [A]

Si la corriente varía, la energía almacenada aumenta y disminuye de acuerdo con la corriente. Por lo tanto, siempre que aumenta la corriente, la bobina absorbe energía, y siempre que disminuye la corriente, libera energía.

En la sección 2.31 se explican con más detalle las propiedades de un inductor.

2.14 Energía en un capacitor

Un capacitor almacena energía en su campo eléctrico siempre que aparece un voltaje E a través de sus terminales. La energía está dada por

$$W = \frac{1}{2} CE^2 \quad (2.9)$$

donde

W = energía almacenada en el capacitor [J]

C = capacitancia del capacitor [F]

E = voltaje [V]

Ejemplo 2-6

Una bobina que tiene una inductancia de 10 mH está conectada en serie a un capacitor de 100 μF . La corriente instantánea del circuito es de 40 A y el voltaje instantáneo a través del capacitor es de 800 V. Calcule la energía almacenada en los campos eléctrico y magnético en este momento.

Solución

La energía almacenada en la bobina es

$$\begin{aligned} W &= 1/2 LI^2 = 1/2 \times 10 \times 10^{-3} \times 40^2 \\ &= 8 \text{ J} \end{aligned}$$

La energía almacenada en el capacitor es

$$\begin{aligned} W &= 1/2 CE^2 = 1/2 \times 100 \times 10^{-6} \times 800^2 \\ &= 32 \text{ J} \end{aligned}$$

2.15 Algunas ecuaciones útiles

Esta sección concluye con una lista de ecuaciones útiles (tabla 2B) que con frecuencia se requieren al resolver circuitos de ca. Las ecuaciones se dan sin comprobación, pues se da por hecho que el lector ya posee un conocimiento general de circuitos de ca.

TABLA 2B IMPEDANCIA DE ALGUNOS CIRCUITOS DE CA COMUNES

Diagrama de circuito	Impedancia	Ecuación
	$X_L = 2\pi fL$	(2.10)
	$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$	(2.11)
	$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$	(2.12)
	$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$	(2.13)
	$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$	(2.14)
	$Z = \frac{R X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$	(2.15)
	$Z = \frac{R X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$	(2.16)
	$Z = \frac{X_C \sqrt{R^2 + X_L^2}}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$	(2.17)

ELECTROMAGNETISMO

2.16 Intensidad de campo magnético H y densidad de flujo B

Siempre que existe un flujo magnético ϕ en un cuerpo o componente, se debe a la presencia de una intensidad de campo magnético H , dada por

$$H = U/l \quad (2.18)$$

donde

H = intensidad de campo magnético [A/m]

U = fuerza magnetomotriz que actúa en el componente [A] (o ampere vuelta)

l = longitud del componente [m]

La densidad de flujo magnético resultante está dada por

$$B = \phi/A \quad (2.19)$$

donde

B = densidad de flujo [T]

ϕ = flujo en el componente [Wb]

A = sección transversal del componente [m^2]

Existe una relación definida entre la densidad de flujo (B) y la intensidad de campo magnético (H) de cualquier material. En general, la curva B - H del material expresa gráficamente esta relación.

2.17 Curva B-H de vacío

En el vacío, la densidad de flujo magnético B es directamente proporcional a la intensidad de campo magnético H , y está expresada por la ecuación

$$B = \mu_0 H \quad (2.20)$$

donde

B = densidad de flujo [T]

H = intensidad de campo magnético [A/m]

μ_0 = constante magnética [$= 4\pi \times 10^{-7}$]*

En el sistema SI, la constante magnética es fija, por definición. Tiene un valor numérico de $4\pi \times 10^{-7}$ o aproximadamente 1/800 000. Esto nos permite escribir la ecuación 2.20 en la forma aproximada:

$$H = 800\,000 B \quad (2.21)$$

La curva B - H de vacío es una línea recta. Un vacío nunca se satura, no importa cuán grande pueda ser la densidad de flujo (Fig. 2.25). La curva muestra que una intensidad de campo magnético de 800 A/m produce una densidad de flujo de 1 militesla.

Los materiales no magnéticos como cobre, papel, caucho y aire tienen curvas B - H casi idénticas a la del vacío.

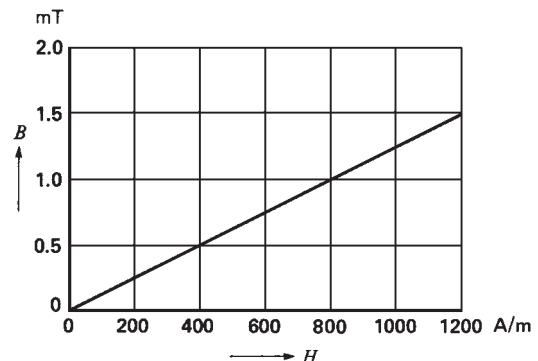


Figura 2.25
Curva B - H de vacío y de materiales no magnéticos.

2.18 Curva B-H de un material magnético

La densidad de flujo en un material magnético también depende de la intensidad del campo magnético al cual está supeditado. Su valor está dado por

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (2.22)$$

donde B , μ_0 y H significan lo mismo que antes, y μ_r es la permeabilidad relativa del material.

El valor de μ_r no es constante sino que varía con la densidad de flujo en el material. Por consiguiente, la relación entre B y H no es lineal, y esto hace que la ecuación 2.22 sea poco práctica. Preferimos mostrar

* Llamada también permeabilidad del vacío. La expresión completa para μ_0 es $4\pi \times 10^{-7}$ henry/metro.

la relación mediante una curva de saturación B - H . De esta manera, la figura 2.26 muestra curvas de saturación típicas de tres materiales comúnmente utilizados en máquinas eléctricas: hierro al silicio, hierro fundido y acero fundido. Las curvas muestran que una intensidad de campo magnético de 2000 A/m produce una densidad de flujo de 1.4 T en acero fundido pero sólo de 0.5 T en hierro fundido.

2.19 Determinación de la permeabilidad relativa

La *permeabilidad relativa* μ_r de un material es la relación entre la densidad de flujo en el material y la

densidad de flujo que se produciría en el vacío, bajo la misma intensidad de campo magnético H .

Dada la curva de saturación de un material magnético, es fácil calcular la permeabilidad relativa mediante la ecuación aproximada

$$\mu_r \approx 800\,000 B/H \quad (2.23)$$

donde

B = densidad de flujo en el material magnético [T]

H = intensidad de campo magnético correspondiente [A/m]

Ejemplo 2-7

Determine la permeabilidad del hierro al silicio (1%) con una densidad de flujo de 1.4 T.

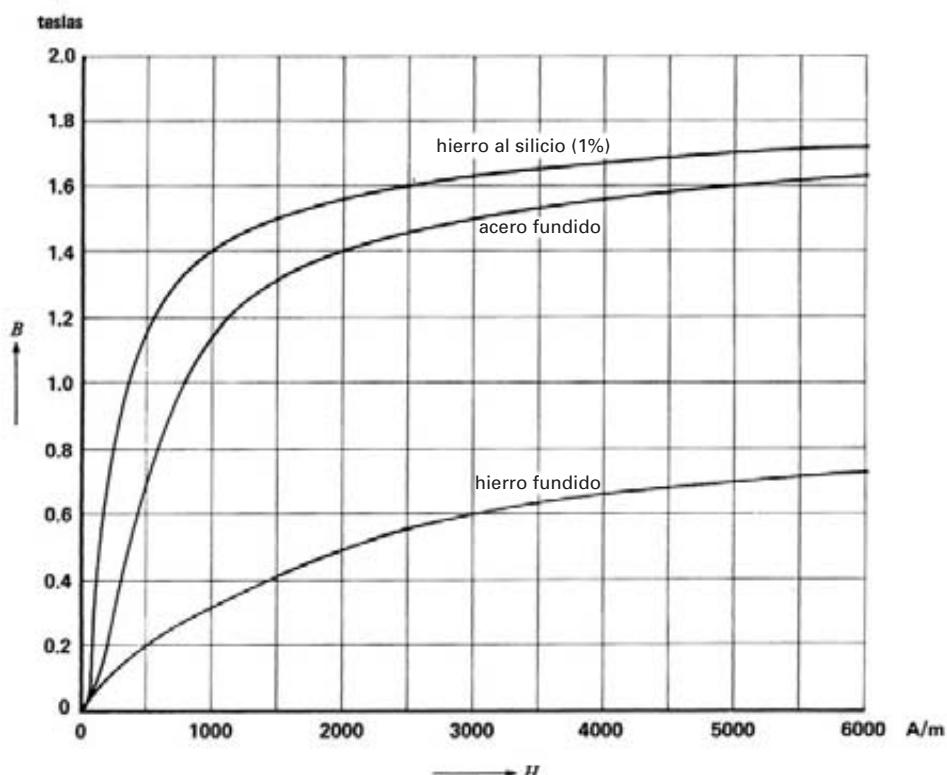


Figura 2.26

Curvas de saturación B - H de tres materiales magnéticos.

Solución

En la curva de saturación de la figura 2.26 vemos que una densidad de flujo de 1.4 T requiere una intensidad de campo magnético de 1000 A/m. Por consiguiente,

$$\begin{aligned}\mu_r &= 800\,000 B/\mu \\ &= 800\,000 \times 1.4/1000 = 1120\end{aligned}$$

Con esta densidad de flujo, el hierro al silicio es 1120 veces más permeable que el vacío (o el aire).

La figura 2.27 muestra las curvas de saturación de una amplia variedad de materiales desde vacío hasta Permalloy®, uno de los materiales magnéticos conocidos más permeables. Observe que conforme la inten-

sidad de campo magnético se incrementa, los materiales magnéticos se saturan más y más y con el tiempo todas las curvas B - H siguen la curva B - H de vacío.

2.20 Ley de Faraday de inducción electromagnética

En 1831, mientras realizaba sus experimentos, Michael Faraday hizo uno de los descubrimientos más importantes en electromagnetismo. Ahora conocida como **ley de Faraday de inducción electromagnética**, reveló una relación fundamental entre el voltaje y el flujo en un circuito. La ley de Faraday establece que:

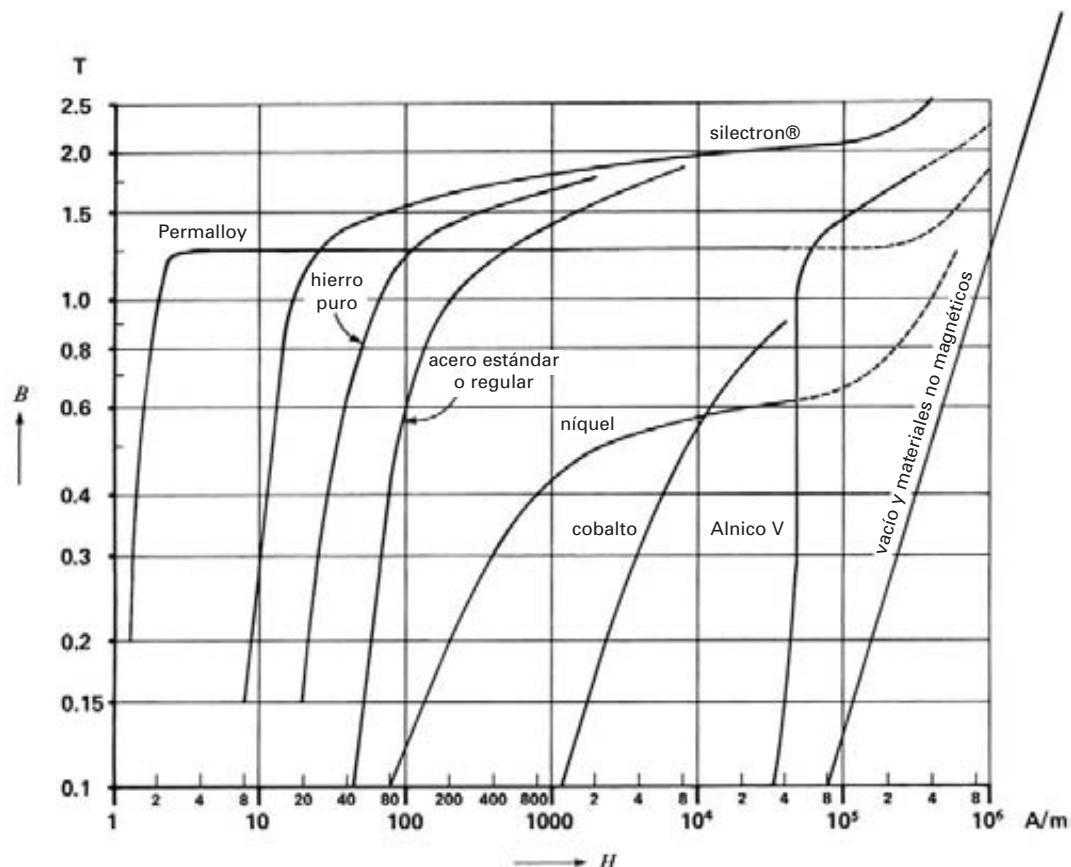


Figura 2.27

Curvas de saturación de materiales magnéticos y no magnéticos. Observe que todas las curvas se vuelven asintóticas de la curva B - H de vacío con H alta.

- Si el flujo que vincula un lazo (o vuelta) varía como una función de tiempo, se induce un voltaje entre sus terminales.**
- El valor del voltaje inducido es proporcional a la velocidad de cambio del flujo.**

Por definición, y de acuerdo con el sistema SI de unidades, cuando el flujo dentro de un lazo varía a razón de 1 weber por segundo, se induce un voltaje de 1 V entre sus terminales. Por ello, si el flujo varía dentro de una bobina de N vueltas, el voltaje inducido está dado por

$$E = N \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} \quad (2.24)$$

donde

E = voltaje inducido [V]

N = número de vueltas en la bobina

$\Delta\Phi$ = cambio de flujo dentro de la bobina [Wb]

Δt = intervalo de tiempo durante el cual cambia el flujo [s]

La ley de Faraday de inducción electromagnética abrió la puerta a un sinnúmero de aplicaciones prácticas y estableció la base de operación de transformadores, generadores y motores de corriente alterna.

Ejemplo 2-8

Una bobina de 2000 vueltas o espiras encierra un flujo de 5 mWb producido por un imán permanente (Fig. 2.28). El imán es extraído de repente y el flujo en el interior de la bobina cae uniformemente a 2 mWb en 1/10 de segundo. ¿Cuál es el voltaje inducido?

Solución

El cambio de flujo es

$$\Delta\Phi = (5 \text{ mWb} - 2 \text{ mWb}) = 3 \text{ mWb}$$

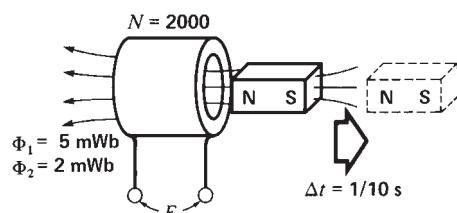


Figura 2.28

Voltaje inducido por un imán en movimiento.

Vea el ejemplo 2-8.

Como este cambio ocurre uniformemente en 1/10 de segundo (Δt), el voltaje inducido es

$$E = N \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = 2000 \times \frac{3}{1000 \times 1/10} = 60 \text{ V}$$

El voltaje inducido se reduce a cero en cuanto el flujo deja de cambiar.

2.21 Voltaje inducido en un conductor

En muchos motores y generadores, las bobinas se mueven con respecto al flujo que está fijo en el espacio. El movimiento relativo produce un cambio en el flujo que vincula las bobinas, por lo que se induce un voltaje de acuerdo con la ley de Faraday. Sin embargo, en este caso especial (aunque común), es más fácil calcular el voltaje inducido con respecto a los *conductores* que con respecto a la bobina. De hecho, siempre que un conductor corta un campo magnético, se induce un voltaje entre sus terminales. El valor del voltaje inducido está dado por

$$E = Blv \quad (2.25)$$

donde

E = voltaje inducido [V]

B = densidad de flujo [T]

l = longitud activa del conductor en el campo magnético [m]

v = velocidad relativa del conductor [m/s]

Ejemplo 2-9

Los conductores estacionarios de un generador grande tienen una longitud activa de 2 m y son cortados por un campo de 0.6 teslas, que se mueve a una velocidad de 100 m/s (Fig. 2.29). Calcule el voltaje inducido en cada conductor.

Solución

De acuerdo con la ecuación 2.25, obtenemos

$$E = Blv \\ = 0.6 \times 2 \times 100 = 120 \text{ V}$$

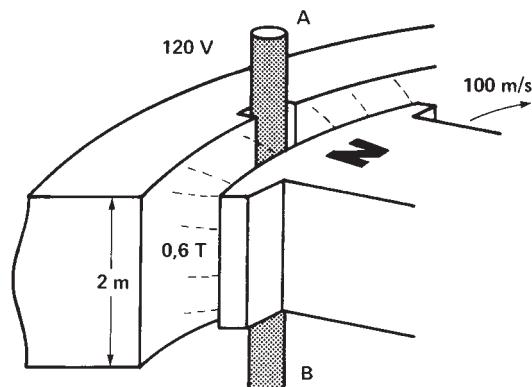


Figura 2.29
Voltaje inducido en un conductor estacionario.
Vea el ejemplo 2-9.

2.22 Fuerza de Lorentz en un conductor

Cuando un conductor que transporta corriente se coloca en un campo magnético, se somete a una fuerza llamada *fuerza electromagnética* o fuerza de Lorentz. Esta fuerza es de fundamental importancia porque constituye la base de operación de motores, generadores y de muchos instrumentos eléctricos. La magnitud de la fuerza depende de la orientación del conductor con respecto a la dirección del campo. La fuerza es mayor cuando el conductor es perpendicular al campo (Fig. 2.30) y cero cuando es paralelo a él (Fig. 2.31). Entre estos dos extremos, la fuerza tiene valores intermedios.

La fuerza máxima que actúa en un conductor recto está dada por

$$F = BlI \quad (2.26)$$

donde

F = fuerza que actúa en el conductor [N]

B = densidad de flujo del campo [T]

l = longitud activa del conductor [m]

I = corriente en el conductor [A]

Ejemplo 2-10

Un conductor de 3 m de largo que transporta una corriente de 200 A se coloca en un campo magnético cuya

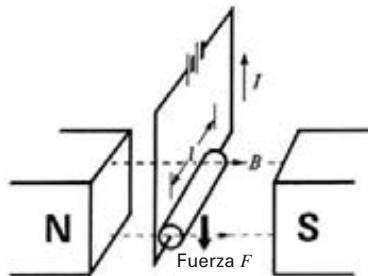


Figura 2.30
Fuerza en un conductor.

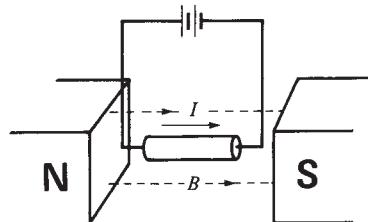


Figura 2.31
Fuerza = 0.

densidad es de 0.5 T. Calcule la fuerza en el conductor si es perpendicular a las líneas de fuerza (Fig. 2.30).

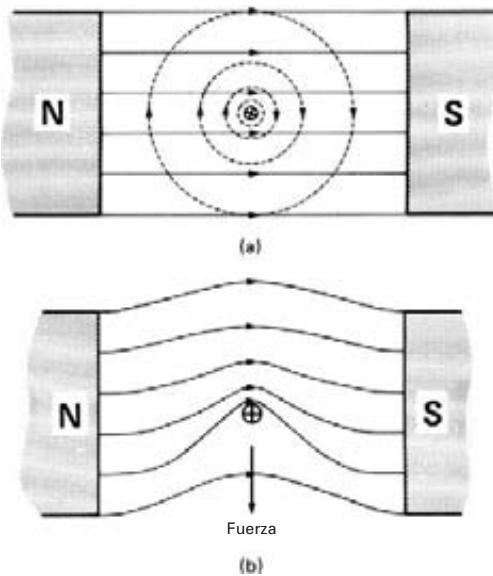
Solución

$$\begin{aligned} F &= BlI \\ &= 0.5 \times 3 \times 200 = 300 \text{ N} \end{aligned}$$

2.23 Dirección de la fuerza que actúa en un conductor recto

Siempre que un conductor transporta corriente, está rodeado por un campo magnético. Con una corriente que fluye hacia la página de este libro, las líneas circulares de fuerza tienen la dirección que se muestra en la figura 2.32a. La misma figura muestra el campo magnético creado entre los polos N y S de un poderoso imán permanente.

Desde luego, el campo magnético no tiene la forma que se muestra en la figura, porque las líneas de fuerza nunca se cruzan entre sí. ¿Cuál es, entonces, la forma del campo resultante?

**Figura 2.32**

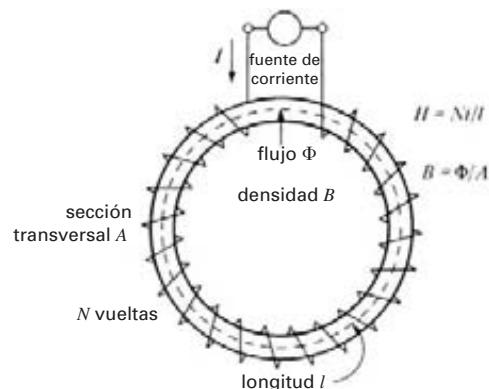
- Campo magnético producido por un imán y un conductor.
- El campo magnético resultante empuja el conductor hacia abajo.

Para responder la pregunta, observamos que las líneas de fuerza creadas respectivamente por el conductor y el imán permanente actúan en la misma dirección arriba del conductor y en dirección opuesta debajo de él. Por consiguiente, el número de líneas que hay arriba del conductor debe ser mayor que el número que hay debajo. En consecuencia, el campo magnético resultante tiene la forma que se muestra en la figura 2.32b.

Recordando que las líneas de flujo actúan como bandas elásticas estiradas, es fácil visualizar que una fuerza actúa sobre el conductor empujándolo hacia abajo.

2.24 Densidad de flujo residual y fuerza coercitiva

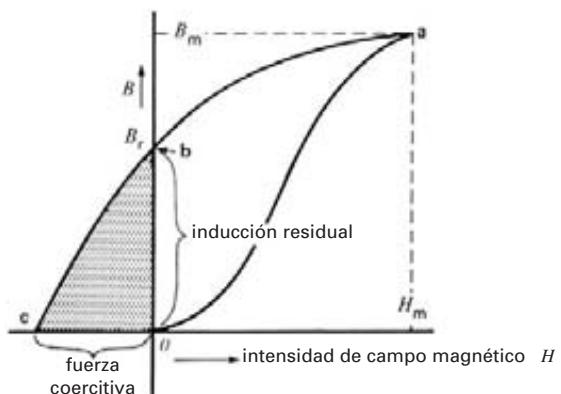
Considere la aduja de la figura 2.33a que rodea un material magnético en forma de anillo. Una fuente de corriente, conectada a la aduja, produce una corriente cuyo valor y dirección pueden cambiarse a voluntad. Comenzando desde cero, incrementamos I gradualmente para que H y B se incrementen. Este incremento traza la curva **oa** de la figura 2.33b. La densidad de

**Figura 2.33a**

Método para determinar las propiedades $B-H$ de un material magnético.

flujo alcanza un valor B_m para una intensidad de campo magnético H_m .

Si ahora la corriente se reduce gradualmente a cero, la densidad de flujo B no sigue la curva original, sino que se mueve a lo largo de la curva **ab** situada sobre **oa**. De hecho, conforme reducimos la intensidad del campo magnético, los dominios magnéticos que estaban alineados por la influencia del campo H_m tienden a conservar su orientación original. Este fenómeno se llama histéresis. Por lo tanto, cuando H se reduce a cero, permanece una densidad de flujo sustancial, llamada densidad de flujo residual o *inducción residual* (B_r).

**Figura 2.33b**

Inducción residual y fuerza coercitiva.

Si deseamos eliminar este flujo residual, tenemos que invertir la corriente en la aduja e incrementar gradualmente H en la dirección opuesta. Al hacer esto, nos movemos a lo largo de la curva **bc**. Los dominios magnéticos cambian gradualmente su orientación previa hasta que la densidad de flujo se vuelve cero en el punto **c**. La intensidad de flujo magnético necesaria para reducir el flujo a cero se llama *fuerza coercitiva* (H_c).

Al reducir la densidad de flujo de B_r a cero, también tenemos que suministrar energía. Esta energía se utiliza para vencer la resistencia de fricción de los dominios magnéticos, pues éstos se oponen al cambio de orientación. La energía suministrada se disipa como calor en el material. Un termómetro muy sensible indicaría una leve elevación de temperatura en el anillo que está siendo desmagnetizado.

2.25 Lazo de histéresis

Los transformadores y la mayoría de los motores eléctricos operan con corriente alterna. En tales dispositivos el flujo en el hierro cambia continuamente tanto de valor como de dirección. En consecuencia, los dominios magnéticos están orientados primero en una dirección y luego en la otra, a una velocidad que depende de la frecuencia. Por lo tanto, si el flujo tiene una frecuencia de 60 Hz, los dominios describen un ciclo completo cada 1/60 segundo y pasan sucesivamente por densidades de flujo pico $+B_m$ y $-B_m$ conforme la intensidad de campo magnético pico alterna entre $+H_m$ y $-H_m$. Si trazamos la densidad de flujo B como una función de H , obtenemos una curva cerrada llamada lazo de histéresis (Fig. 2.34). La inducción residual B_r y la fuerza coercitiva H_c tienen el mismo significado que antes.

2.26 Pérdida por histéresis

Al describir un lazo de histéresis, el flujo se mueve sucesivamente de $+B_m$, $+B_r$, 0, $-B_m$, $-B_r$, 0 y $+B_m$, que corresponden respectivamente a los puntos **a**, **b**, **c**, **d**, **e**, **f** y **a** de la figura 2.34. El material magnético absorbe energía durante cada ciclo, la cual se disipa como calor. Podemos demostrar que la cantidad de calor li-

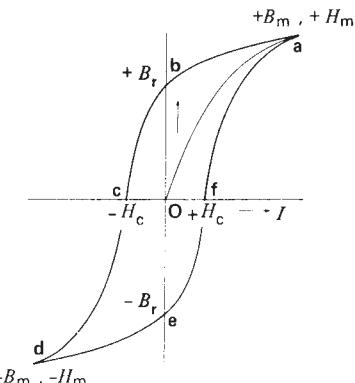


Figura 2.34

Lazo de histéresis. Si B está expresado en teslas y H en amperes por metro, el área del lazo es la energía disipada por ciclo, en joules por kilogramo.

berada por ciclo (expresada en J/m^3) es igual al área (en $T \cdot A/m$) del lazo de histéresis.

Para reducir las pérdidas de histéresis, elegimos materiales magnéticos con lazos de histéresis angostos, como el acero al silicio de textura orientada utilizado en los núcleos de transformadores de corriente alterna.

2.27 Pérdidas de histéresis provocadas por rotación

Las pérdidas de histéresis también se producen cuando una pieza de hierro gira en un campo magnético constante. Considere, por ejemplo, una armadura AB de hierro, que gira en un campo producido por imanes N y S permanentes (Fig. 2.35). Los dominios magnéticos de la armadura tienden a alinearse con el campo magnético, independientemente de la posición de la armadura. Por consiguiente, conforme la armadura gira, los polos N de los dominios apuntan primero hacia A y luego hacia B. Así, ocurre una inversión completa cada media revolución, como podemos ver en las figuras 2.35a y 2.35b. Por ello, los dominios magnéticos de la armadura se invierten periódicamente, aun cuando el campo magnético sea constante. Las pérdidas de histéresis se producen del mismo modo que en un campo magnético de ca.

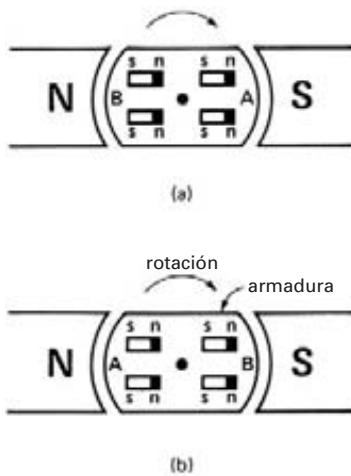


Figura 2.35
Pérdidas de histéresis provocadas por rotación.

2.28 Corrientes parásitas

Considérese un flujo Φ de ca que enlaza un conductor de forma rectangular (Fig. 2.36). De acuerdo con la ley de Faraday, se induce un voltaje de ca E_1 a través de sus terminales.

Si el conector se pone en cortocircuito, fluirá una corriente alterna substancial I_1 que hará que el conductor se caliente. Si se coloca un segundo conductor dentro del primero, se induce un pequeño voltaje porque enlaza un flujo más pequeño. Por consiguiente, la corriente de cortocircuito I_2 es menor que I_1 , y también lo es la potencia disipada en este lazo. La figura 2.37 muestra cuatro lazos concéntricos como esos que transportan las corrientes I_1 , I_2 , I_3 e I_4 . Las corrientes son progresiva-

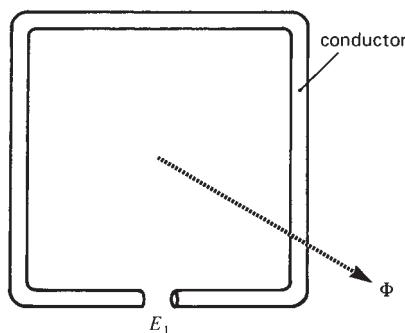


Figura 2.36
Un flujo Φ de ca induce el voltaje E_1 .

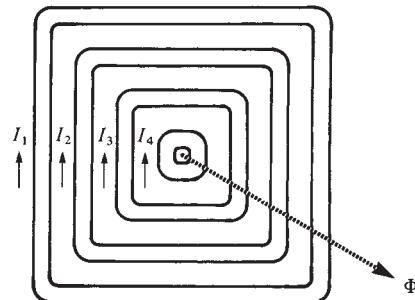


Figura 2.37
Los conductores concéntricos transportan corrientes de ca producidas por el flujo Φ ca.

mente más pequeñas a medida que disminuye el área de los lazos que circundan el flujo.

En la figura 2.38 el flujo de ca atraviesa una placa metálica sólida. Esto equivale básicamente a empacar densamente un conjunto de conductores rectangulares que se tocan entre sí. En el interior de la placa se arremolinan corrientes que siguen las trayectorias mostradas en la figura. Estas corrientes, llamadas *corrientes parásitas* (o *corrientes de Foucault*), pueden ser muy grandes por la baja resistencia de la placa. Por consiguiente, una placa metálica que es penetrada por un flujo de ca puede calentarse mucho. A este respecto, es necesario tener un especial cuidado en transformadores para que los flujos de escape vagabundos no sobre-calienten secciones de los tanques contenedores.

Se da por hecho que el flujo Φ de las figuras 2.37 y 2.38 se está incrementando. Como resultado, debido a la ley de Lenz, las corrientes parásitas fluyen de tal modo que se oponen al flujo creciente.

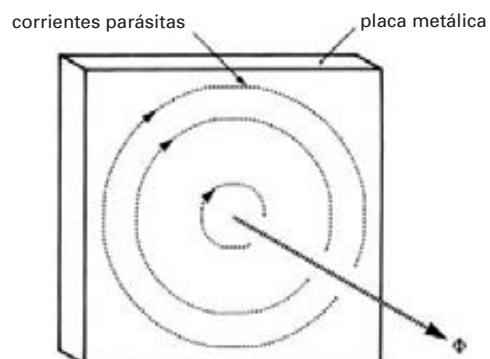


Figura 2.38
Grandes corrientes parásitas de ca inducidas en una placa metálica sólida.

2.29 Corrientes parásitas en un núcleo de hierro estacionario

El problema de corrientes parásitas llega a ser particularmente importante cuando el hierro tiene que transportar un flujo de ca. Éste es el caso en todos los motores y transformadores de ca. La figura 2.39a muestra una bobina que conduce una corriente de ca que produce un flujo de ca en un núcleo de hierro sólido. Las corrientes parásitas se forman como se muestra y fluyen a todo lo largo del núcleo. Un núcleo grande podría calentarse al rojo vivo (incluso a una frecuencia de 60 Hz) a causa de estas pérdidas por corrientes parásitas.

Podemos reducir las pérdidas dividiendo el núcleo en dos a lo largo, teniendo cuidado de aislar las dos secciones entre sí (Fig. 2.39b). El voltaje inducido en cada sección es la mitad de lo que era antes, lo que da como resultado una reducción considerable de las corrientes parásitas y de las pérdidas correspondientes.

Si continuamos subdividiendo el núcleo, las pérdidas disminuirán gradualmente. En la práctica, el núcleo se compone de laminaciones apiladas, por lo general de una fracción de milímetro de espesor. Además, se agrega una pequeña cantidad de silicio al acero para incrementar su resistividad, con lo cual se reducen aún más las pérdidas (Fig. 2.39c).

Por ello, los núcleos de motores y generadores de ca siempre son laminados. Una delgada capa de aislante cubre cada laminación para impedir el contacto eléctrico entre ellas. Las laminaciones apiladas se mantienen firmemente en su lugar mediante tornillos y piezas extremas apropiadas. En un núcleo de hierro dado, las pérdidas por corrientes parásitas disminuyen en proporción al cuadrado del número de laminaciones.

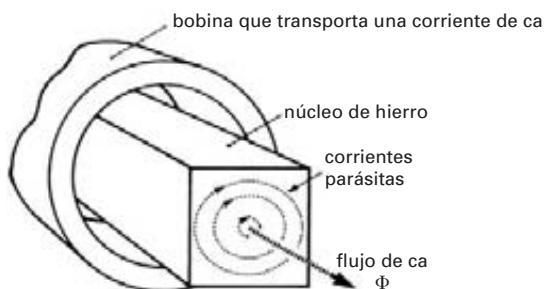


Figura 2.39a
Núcleo de hierro sólido que transporta un flujo de ca.

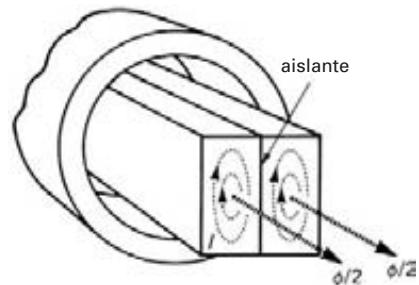


Figura 2.39b
Las corrientes parásitas se reducen dividiendo el núcleo en dos.

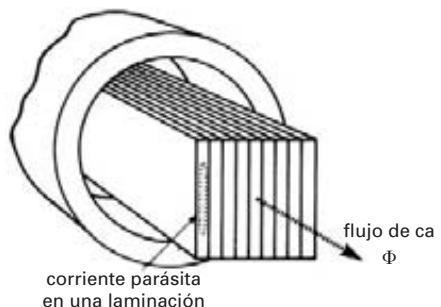


Figura 2.39c
Núcleo compuesto de delgadas laminaciones aisladas.

2.30 Pérdidas por corrientes parásitas en un núcleo rotatorio

El campo estacionario en motores y generadores de corriente directa produce un flujo de cd constante, el cual induce corrientes parásitas en la armadura rotatoria. Para entender cómo se inducen, considere un núcleo de hierro cilíndrico sólido que gira entre los polos de un imán (Fig. 2.40a). Al girar, el núcleo corta las líneas del flujo y, de acuerdo con la ley de Faraday, se induce un voltaje en toda su longitud que tiene las polaridades mostradas en la figura. Debido a este voltaje, grandes corrientes parásitas fluyen en el núcleo porque su resistencia es muy baja (Fig. 2.40b). Estas corrientes parásitas producen grandes pérdidas I^2R , las cuales de inmediato se convierten en calor. La pérdida de potencia es proporcional al cuadrado de la velocidad y al cuadrado de la densidad de flujo.

Para reducir las pérdidas por corrientes parásitas, laminamos la armadura con delgadas laminaciones

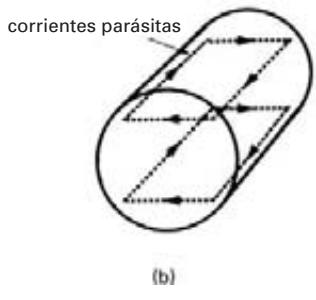
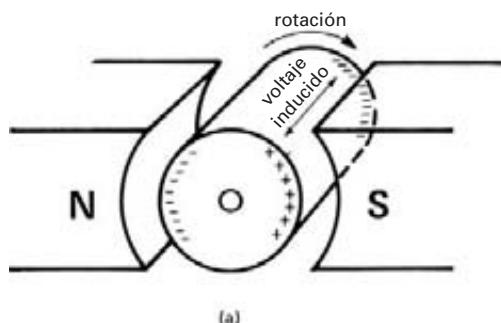


Figura 2.40
a. Voltaje inducido en una armadura rotatoria.
b. Se inducen grandes corrientes parásitas.

circulares aisladas. Las laminaciones se apilan firmemente con el lado plano paralelo a las líneas de flujo (Fig. 2.41).

2.31 Corriente en un inductor

Es bien sabido que en un circuito inductivo el voltaje y la corriente están relacionados por la ecuación

$$e = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (2.27)$$

donde

e = voltaje instantáneo inducido en el circuito [V]

L = inductancia del circuito [H]

$\Delta i/\Delta t$ = velocidad de cambio de la corriente [A/s]

Esta ecuación nos permite calcular el voltaje instantáneo e , cuando conocemos la velocidad de cambio de

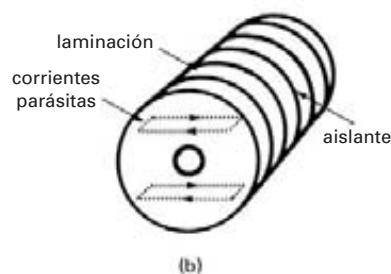
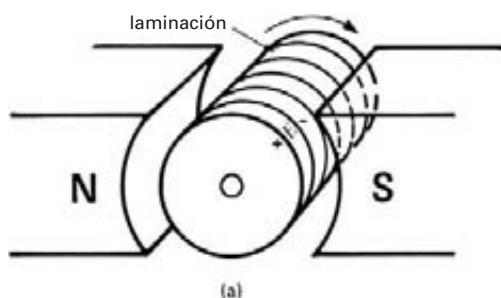


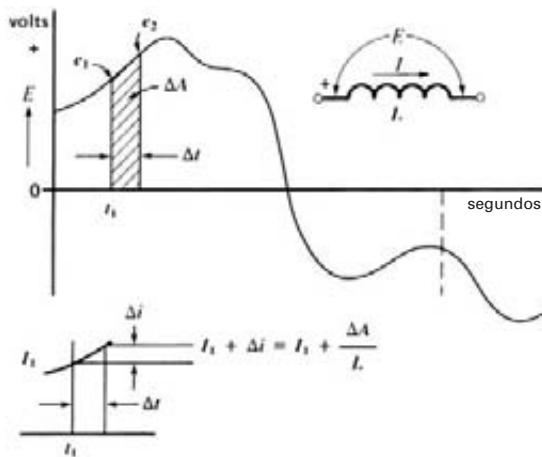
Figura 2.41
a. Armadura compuesta de delgadas laminaciones.
b. Se inducen corrientes parásitas mucho más pequeñas.

la corriente. Sin embargo, a menudo sucede que conocemos e y deseamos calcular la corriente resultante I . Podemos utilizar la misma ecuación, pero la solución requiere un conocimiento de matemáticas avanzadas. Para evitar este problema podemos utilizar una solución gráfica, llamada *método volt-segundo*. Da los mismos resultados y tiene la ventaja de que nos permite visualizar cómo aumenta y disminuye con el tiempo la corriente en un inductor, en respuesta a un voltaje aplicado conocido.

Considere, por ejemplo, la figura 2.42, en la cual aparece un voltaje variable E a través de una inductancia L . Suponga que la inductancia transporta una corriente I_1 en el instante $t = t_1$. Queremos determinar la corriente después de un intervalo de tiempo Δt muy corto. De acuerdo con la ecuación 2.27 podemos escribir

$$\Delta i = \frac{1}{L} e \Delta t$$

la que indica que el cambio de corriente Δi durante un corto intervalo Δt está dado por

**Figura 2.42**

Voltaje variable aplicado a través de un inductor y cambio de corriente resultante. La corriente inicial es I_1 .

$$\Delta i = \frac{1}{L} \left(\text{voltaje promedio } e \text{ durante el intervalo} \right) \times \text{duración } \Delta t \text{ del intervalo}$$

$$\Delta i = \frac{1}{L} \frac{(e_1 + e_2)}{2} \times \Delta t$$

$$\Delta i = \frac{1}{L} \left(\text{área } \Delta A \text{ bajo la curva de voltaje} \right) \text{ durante el intervalo } \Delta t$$

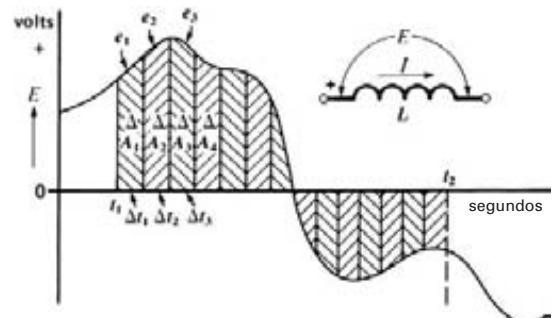
$$\Delta i = \frac{1}{L} \left(\text{volts-segundos a través de la inductancia} \right) \text{ durante el intervalo } \Delta t$$

Por consiguiente, la corriente en la inductancia después del intervalo Δt es

$$I \text{ en el instante } (t_1 + \Delta t) = \text{corriente inicial} + \Delta i$$

$$= I_1 + \frac{\Delta A}{L}$$

En general, nos interesa más calcular la corriente en un instante t_2 , cuando t_2 es muchos intervalos Δt después de t_1 (Fig. 2.43). Entonces tenemos que agregar los cambios incrementales en la corriente Δi du-

**Figura 2.43**

Se ganan volts-segundos (y se pierden) cuando se aplica un voltaje variable a través de un inductor.

rante el largo periodo $(t_2 - t_1)$. De este modo encontramos la corriente I_2 en el instante t_2

$$I_2 = \text{corriente inicial } I_1 + (\Delta i_1 + \Delta i_2 + \Delta i_3 + \dots)$$

$$I_2 = I_1 + \frac{1}{L} (e_1 \Delta t_1 + e_2 \Delta t_2 + e_3 \Delta t_3 + \dots)$$

$$I_2 = I_1 + \frac{1}{L} (\Delta A_1 + \Delta A_2 + \Delta A_3 + \dots)$$

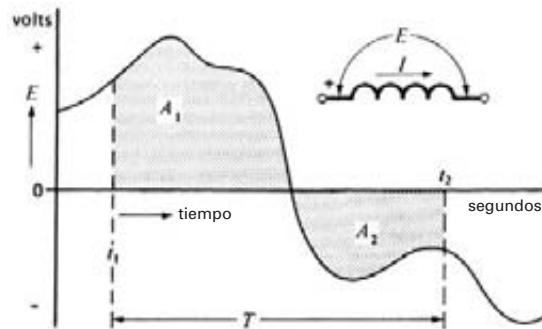
$$I_2 = I_1 + \frac{1}{L} \left(\begin{array}{l} \text{suma algebraica de todas las} \\ \text{áreas pequeñas bajo la curva} \\ \text{de voltaje entre } t_1 \text{ y } t_2 \end{array} \right)$$

$$I_2 = I_1 + \frac{1}{L} \left(\begin{array}{l} \text{área neta } A \text{ bajo la curva} \\ \text{de voltaje entre } t_1 \text{ y } t_2 \end{array} \right)$$

Los valores de e_1 , e_2 , e_3 , etc., pueden ser positivos (+) o negativos (-), por lo que las pequeñas áreas ΔA_1 , ΔA_2 , ΔA_3 , etc., pueden ser (+) o (-). La suma de estos valores (+) y (-) de las ΔAs da el área neta bajo la curva de voltaje entre t_1 y t_2 .

Por lo tanto, en la figura 2.44 el área neta A después de un intervalo de tiempo T es igual a $(A_1 - A_2)$ volts-segundos. Para generalizar, la corriente después de un intervalo T siempre está dada por

$$I = I_1 + A/L \quad (2.28)$$

**Figura 2.44**

Los voltos-segundos netos durante el intervalo T son iguales a la suma algebraica de las áreas A_1 y A_2 .

donde

$$I_1 = \text{corriente al inicio del intervalo } T$$

$$I = \text{corriente después del intervalo } T [A]$$

$$A = \text{área neta bajo la curva volt-tiempo durante el tiempo } T [V \cdot s]$$

$$L = \text{inductancia [H]}$$

Considere, por ejemplo, un inductor L , que tiene una resistencia mínima, conectado a una fuente cuyo voltaje varía de acuerdo con la curva de la figura 2.45a. Si la corriente inicial es cero, el valor en el *instante* t_1 es

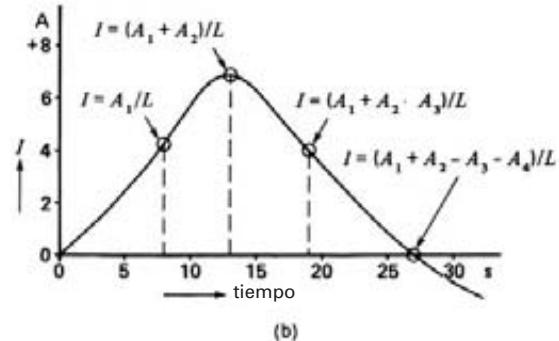
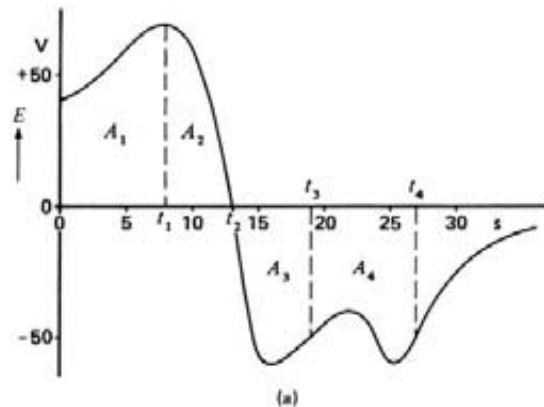
$$I = A_1/L$$

Con el paso del tiempo, el área bajo la curva se incrementa progresivamente y también lo hace la corriente. Sin embargo, la corriente alcanza su valor máximo en el instante t_2 porque en este momento el área bajo la curva de voltaje deja de incrementarse. Después de t_2 , el voltaje se vuelve negativo, por lo que el área neta comienza a disminuir. En el instante t_3 , por ejemplo, el área neta es igual a $(A_1 + A_2 - A_3)$ y la corriente correspondiente es

$$I = (A_1 + A_2 - A_3)/L$$

En el instante t_4 , el área negativa $(A_3 + A_4)$ es exactamente igual al área positiva $(A_1 + A_2)$. El área neta es cero, por lo que la corriente también es cero. Despues del instante t_4 , la corriente se vuelve negativa; en otras palabras, cambia de dirección.

Otra forma de mirar la situación (Fig. 2.45) es considerar que el inductor acumula voltos-segundos duran-

**Figura 2.45**

- Un inductor almacena voltos-segundos.
- Corriente en el inductor.

te el intervalo de 0 a t_2 . A medida que se *carga* de voltos-segundos, la corriente se incrementa en proporción directa a los voltos-segundos recibidos. Luego, durante el periodo de *descarga* de t_2 a t_4 , el inductor pierde los voltos-segundos y la corriente disminuye de manera correspondiente. Por lo tanto, un inductor actúa mucho más como un capacitor. No obstante, en lugar de almacenar amperes-segundos (coulombs), un inductor almacena voltos-segundos. Por ejemplo, en un capacitor que tiene una capacitancia C , es bien sabido que el voltaje E a través de sus terminales está dado por

$$E = \frac{Q_c}{C} + E_i$$

donde E_i es el voltaje inicial y Q_c es la carga en coulombs (amperes-segundos, positiva o negativa) que el capacitor recibió durante un intervalo dado.

Del mismo modo, para un inductor que tiene una inductancia L , la corriente I que transporta está dada por

$$I = \frac{Q_L}{L} + I_1$$

donde I_1 es la corriente inicial y Q_L es la “carga” en volts-segundos (positiva o negativa) que el inductor recibió durante un intervalo dado.

Es interesante señalar que 1 weber-vuelta es igual a 1 volt-segundo. Así, una bobina de 600 vueltas que encierra un flujo de 20 miliwebers almacena una carga magnética total de 600 vueltas \times 20 mWb = 12 000 mWb vueltas = 12 volts-segundos. Si el inductor tiene una inductancia de 3 henries, transporta una corriente de $Q_L/L = 12 \text{ V}\cdot\text{s}/3 \text{ H} = 4 \text{ A}$.

La figura 2.45b muestra la corriente instantánea obtenida cuando el voltaje de la figura 2.45a se aplica a una inductancia de 100 H. La corriente inicial es cero, pero se eleva a un máximo de 6.9 A antes de que se reduzca de nuevo a cero después de un intervalo de tiempo de 27 s. **Nota importante:** Si al principio del intervalo T la corriente no es cero, simplemente agregamos el valor inicial a todos los valores ampere calculados con el método volt-segundo.

Ejemplo 2-II

El voltaje a través de las terminales de un inductor de 2 H varía de acuerdo con la curva dada en la figura 2.46.

- Calcule la corriente instantánea I en el circuito, si sabe que la corriente inicial es cero.
- Repita los cálculos para una corriente inicial de 7 A.

Solución

a. **Intervalo de cero a 3 s:** Durante este intervalo, el área en volts-segundos se incrementa uniforme y progresivamente. Por lo tanto, después de un segundo, el área A es $4 \text{ V}\cdot\text{s}$; después de dos segundos es $8 \text{ V}\cdot\text{s}$, y así sucesivamente. Utilizando la expresión $I = A/L$, la corriente se incrementa a los siguientes valores respectivos: 2 A, 4 A, etc., y alcanza un valor final de 6 A después de tres segundos.

Intervalo de 3 s a 5 s:

El área sigue incrementándose pero a un ritmo más lento, porque el voltaje E es más pequeño que antes. Cuando $t = 5 \text{ s}$, la superficie total comenzando desde el principio es $16 \text{ V}\cdot\text{s}$; por lo tanto, la corriente es $16 \text{ V}\cdot\text{s}/2 \text{ H} = 8 \text{ A}$.

Intervalo de 5 s a 7 s:

La superficie se incrementa en 4 cuadrados, lo que equivale a $8 \text{ V}\cdot\text{s}$.

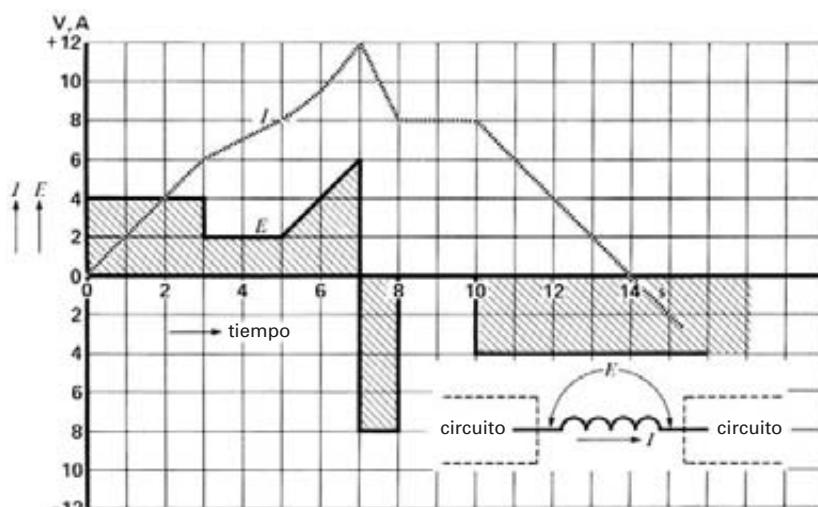


Figura 2.46

Vea el ejemplo 2-11.

Como resultado, la corriente se incrementa en 4 A, por lo que llega a 12 A. Observe que la corriente ya no sigue una línea recta porque el voltaje no es constante durante este intervalo.

Intervalo de 7 s a 8 s: El voltaje cambia repentinamente de polaridad, por lo que los 8 V·s durante este intervalo se restan de los volts-segundos que se acumularon previamente. Así, al principio el área neta es 24 V·s – 8 V·s = 16 V·s. Por consiguiente, al final de este intervalo la corriente es $I = 16 \text{ V}\cdot\text{s}/2 \text{ H} = 8 \text{ A}$.

Intervalo de 8 s a 10 s: Como el voltaje terminal es cero durante este intervalo, el área de volt-segundo neta no cambia y la corriente tampoco lo hace (recuerde que dimos por hecho una resistencia cero en la bobina).

Intervalo de 10 s a 14 s: Los volts-segundos negativos continúan acumulándose y en el instante $t = 14 \text{ s}$, el área negativa es igual al área positiva, así que la corriente neta es cero. Después de este punto, la corriente cambia de dirección.

- b. Con una corriente inicial de +7 A, debemos agregar 7 A a cada una de las corrientes calculadas con anterioridad. La nueva onda de corriente está simplemente a 7 A sobre la curva mostrada en la figura 2.46. Por lo tanto, en el instante $t = 11 \text{ s}$ la corriente es $6 + 7 = 13 \text{ A}$.

CIRCUITOS Y ECUACIONES

Al escribir ecuaciones de circuito, es esencial observar ciertas reglas basadas en las notaciones de voltaje y de corriente descritas en las secciones 2.4, 2.5 y 2.7. Damos por hecho que el lector sabe realizar tales ecuaciones mediante el álgebra lineal y vectorial. Por esta razón, el método revisará sólo la manera de escribir estas ecuaciones mediante la ley del voltaje (KVL, por sus siglas en inglés) y la ley de la corriente (KCL, por sus siglas en inglés) de Kirchhoff.

Siguiendo algunas reglas sencillas, es posible resolver cualquier circuito, de ca o cd, sin importar qué tan complejo sea. Iniciamos nuestra explicación de las reglas concernientes a voltajes.

2.32 Ley del voltaje de Kirchhoff

La ley del voltaje de Kirchhoff establece que la suma algebraica de los voltajes alrededor de un lazo cerrado es cero. Por lo tanto, en un circuito cerrado, la ley del

voltaje de Kirchhoff asevera que la suma de las subidas de voltaje es igual a la suma de las caídas. En nuestra metodología no es necesario especificar si existe una “subida de voltaje” o una “caída de voltaje”.

Hemos visto que los voltajes se pueden expresar en notación de doble subíndice o de signos. La elección de una u otra es una cuestión de preferencia individual. Iniciaremos con la notación de doble subíndice y posteriormente seguiremos con la de signos.

2.33 Ley del voltaje de Kirchhoff y notación de doble subíndice

Considere la figura 2.47, en la cual seis elementos de circuito A, B, C, D, E y F están conectados entre sí. Los elementos pueden ser fuentes o cargas y las conexiones (nodos) están etiquetadas del 1 al 4. Al ir por un lazo del circuito, como el lazo que incluye los elementos A, E y D, podemos iniciar con cualquier nodo y proseguir en el sentido o en contra de las manecillas del reloj hasta regresar al punto de partida. Al hacerlo, encontramos los nodos etiquetados uno por uno. Este conjunto ordenado de etiquetas se utiliza para establecer los subíndices de voltaje, los cuales se escriben en orden secuencial, siguiendo el mismo orden que los nodos que encontramos.

Por ejemplo, si iniciamos con el nodo 2 y proseguimos en el sentido de las manecillas del reloj alrededor del lazo ABCD, encontramos sucesivamente los nodos 2-4-3-1-2. Por lo tanto, la ecuación KVL resultante se escribe

$$E_{24} + E_{43} + E_{31} + E_{12} = 0$$

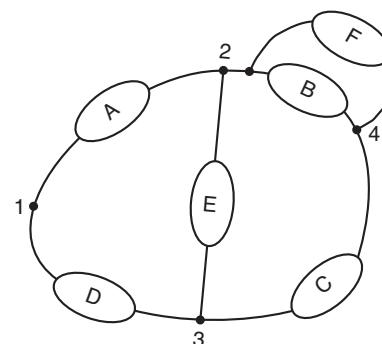


Figura 2.47

Regla para escribir ecuaciones KVL con notación de doble subíndice.

Si elegimos el lazo CEF e iniciamos con el nodo 4 y proseguimos en sentido contrario al de las manecillas del reloj, encontramos sucesivamente los nodos 4-2-3-4. La ecuación KVL resultante es

$$E_{42} + E_{23} + E_{34} = 0$$

El conjunto de voltajes designados por las ecuaciones KVL pueden ser ca o cd. Si son ca, por lo general los voltajes se expresarán como fasores que tienen ciertas magnitudes y ciertos ángulos de fase. En algunos casos, el conjunto de voltajes puede representar incluso valores instantáneos. Para evitar errores, es esencial igualar todas las ecuaciones KVL a cero como lo hemos hecho hasta ahora y seguiremos haciéndolo. No es recomendable igualar las subidas de voltaje a las caídas de voltaje.

Al resolver las ecuaciones de doble subíndice, es útil recordar que un voltaje expresado como E_{XY} siempre puede expresarse como $-E_{YX}$ y viceversa.

Ejemplo 2-12

La figura 2.48 muestra dos fuentes conectadas en serie, que tienen las terminales (nodos) 1, 2 y 3. La magnitud y polaridad de E_{12} y E_{32} se especifican como $E_{12} = +40$ V y $E_{32} = +30$ V. Queremos determinar la magnitud y polaridad del voltaje entre las terminales abiertas 1 y 3.

Solución

Para escribir las ecuaciones de lazo, comenzemos en la terminal 1 y sigamos en sentido contrario al de las manecillas del reloj hasta regresar a la terminal 1. La ecuación KVL resultante es

$$E_{12} + E_{23} + E_{31} = 0$$

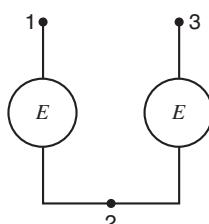


Figura 2.48

Vea el ejemplo 2-12.

Si transponemos los términos,

$$\begin{aligned} E_{31} &= -E_{12} - E_{23} \\ &= -E_{12} + E_{32} \\ &= -40 + 30 \\ &= -10 \text{ V} \end{aligned}$$

y por lo tanto

$$E_{13} = +10 \text{ V}$$

lo que indica que la terminal 1 es positiva con respecto a la terminal 3 y que el voltaje entre las dos es 10 V.

2.34 Ley de las corrientes de Kirchhoff (KCL)

La ley de las corrientes de Kirchhoff establece que la suma algebraica de las corrientes que llegan a un punto es igual a cero. Esto significa que la suma de las corrientes que fluyen hacia una terminal es igual a la suma de las corrientes que salen de ella.

La figura 2.49 muestra cinco corrientes que llegan a una terminal común (o nodo). La suma de las corrientes que fluyen hacia el nodo es ($I_1 + I_3$), mientras que la suma de las corrientes que salen de él es ($I_2 + I_4 + I_5$). Aplicando la KCL, escribimos

$$I_1 + I_3 = I_2 + I_4 + I_5$$

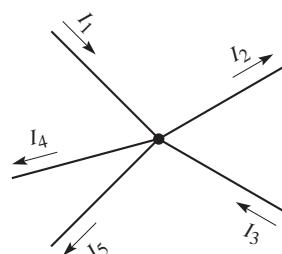
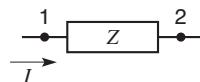


Figura 2.49
Regla para escribir ecuaciones KCL.

2.35 Corrientes, impedancias y voltajes asociados

Considere una impedancia Z que transporta una corriente I , conectada entre dos terminales etiquetadas 1 y 2 (Fig. 2.50). A través de la impedancia aparecerá un voltaje E_{12} que tiene una magnitud IZ . Surge la

**Figura 2.50**

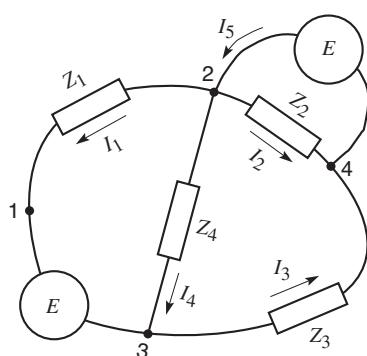
$$E_{12} = +IZ.$$

cuestión de la polaridad: ¿Es E_{12} igual a $+IZ$ o a $-IZ$? La cuestión se resuelve aplicando la siguiente regla:

Cuando se recorre una impedancia Z en la misma dirección que el flujo de corriente I , el voltaje IZ asociado va precedido por un signo positivo. Por lo tanto, en la figura 2.50, escribimos $E_{12} = +IZ$. A la inversa, cuando se recorre una impedancia contra la dirección del flujo de corriente, el voltaje IZ va precedido por un signo negativo. De esta manera, $E_{21} = -IZ$. La corriente puede ser ca o cd, y la impedancia puede ser resistiva (R), inductiva (jX_L) o capacitiva ($-jX_C$).

En la mayoría de los circuitos es imposible predecir la dirección real del flujo de corriente en los diversos elementos del circuito. Considere, por ejemplo, el circuito de la figura 2.51, en el que dos fuentes de voltaje conocidas E_{13} y E_{24} están conectadas a cuatro impedancias conocidas Z_1 , Z_2 , Z_3 y Z_4 . Como en este momento no conocemos las direcciones reales de los flujos de corriente, simplemente suponemos direcciones *arbitrarias* como se muestra en la figura. Es un hecho notable que sin importar qué direcciones se supongan, el resultado final después de resolver las ecuaciones (voltajes, corrientes, polaridades, ángulos de fase, potencia, etc.) siempre es correcto.

Escribamos las ecuaciones para el circuito de la figura 2.51.

**Figura 2.51**

Escritura de ecuaciones KVL y KCL.

Lazo 2312, comenzando con el nodo 2 y siguiendo en el sentido de las manecillas del reloj:

$$+I_4Z_4 + E_{31} - I_1Z_1 = 0$$

El voltaje I_4Z_4 está precedido por un signo (+), porque nos estamos moviendo por el lazo en la dirección de I_4 . Por otra parte, el voltaje I_1Z_1 está precedido por un signo negativo porque nos estamos moviendo contra la dirección de I_1 .

Lazo 3423, comenzando con el nodo 3 y siguiendo en sentido contrario al de las manecillas del reloj:

$$+I_3Z_3 - I_2Z_2 + I_4Z_4 = 0$$

Los voltajes I_3Z_3 e I_4Z_4 están precedidos por un signo (+), porque nos estamos moviendo por el lazo en la dirección de las corrientes respectivas. El voltaje I_2Z_2 está precedido por un signo negativo, porque ahora nos estamos moviendo contra la corriente I_2 .

Lazo 242, comenzando con el nodo 2 y siguiendo en el sentido de las manecillas del reloj:

$$E_{24} - I_2Z_2 = 0$$

KCL en el nodo 2:

$$I_5 = I_1 + I_2 + I_4$$

KCL en el nodo 3:

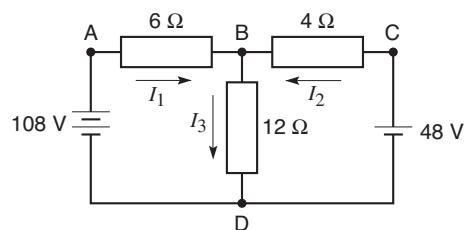
$$I_4 + I_1 = I_3$$

Ejemplo 2-13

Escriba las ecuaciones y calcule las corrientes que fluyen en el circuito de la figura 2.52, sabiendo que $E_{AD} = +108$ V y $E_{CD} = +48$ V.

Solución

Primero elegimos las direcciones arbitrarias para las corrientes I_1 , I_2 e I_3 y escribimos las ecuaciones de circuito como sigue:

**Figura 2.52**

Vea el ejemplo 2-13.

Para el lazo **DABCD** compuesto por las dos fuentes y los resistores de $6\ \Omega$ y $4\ \Omega$, obtenemos

$$\begin{aligned} E_{DA} + 6I_1 - 4I_2 + E_{CD} &= 0 & (\text{smr}) \\ -108 + 6I_1 - 4I_2 + 48 &= 0 \end{aligned}$$

Para el lazo **DCBD** compuesto por la fuente de 48 V y los resistores de $4\ \Omega$ y $12\ \Omega$

$$\begin{aligned} E_{DC} + 4I_2 + 12I_3 &= 0 & (\text{scmr}) \\ -48 + 4I_2 + 12I_3 &= 0 \end{aligned}$$

Aplicando la KCL en el nodo B, obtenemos

$$I_1 + I_2 = I_3$$

Resolviendo estas ecuaciones simultáneas, obtenemos

$$I_1 = +8\text{ A}, I_2 = -3\text{ A}, I_3 = +5\text{ A}$$

Concluimos que las direcciones supuestas para I_1 e I_3 fueron correctas porque ambas corrientes tienen un signo positivo. Sin embargo, la dirección real de I_2 es opuesta a la que supusimos porque el signo de I_2 es negativo.

2.36 Leyes de Kirchhoff y circuitos de ca

Podemos aplicar a circuitos de ca, incluidos los trifásicos, las mismas reglas básicas para escribir ecuaciones de doble subíndice. La única diferencia es que los elementos resistivos en circuitos de cd son reemplazados por elementos resistivos, inductivos y capacitivos, o una combinación de los tres. Además, los voltajes y corrientes se expresan como fasores que tienen magnitudes y ángulos de fase. La solución de ecuaciones fasoriales es más tardada, pero las ecuaciones mismas se pueden escribir casi por inspección. Veamos dos ejemplos.

Ejemplo 2-14

En el circuito de la figura 2.53, dos fuentes A, B generan los siguientes voltajes:

$$E_{ac} = 200 \angle 120^\circ \quad E_{bc} = 100 \angle 150^\circ$$

Calcule

- El valor de la corriente I en el circuito
- El valor de E_{ab} y su ángulo de fase

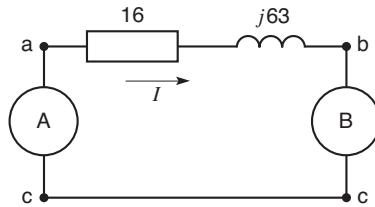


Figura 2.53
Vea el ejemplo 2-14.

Solución

- Para resolver el circuito, primero establecemos una dirección arbitraria de flujo de corriente. Así, suponga que I fluye de izquierda a derecha entre los puntos **a** y **b**. Para escribir la ecuación de circuito, recorremos el lazo en el sentido de las manecillas del reloj, comenzando en la terminal **c**. Esto da como resultado

$$E_{ca} + I(16 + j63) + E_{bc} = 0$$

Sustituyendo los valores de E_{ac} y E_{bc} en esta ecuación y combinando los términos en I , obtenemos

$$-200 \angle 120^\circ + I65 \angle 75.8^\circ + 100 \angle 150^\circ = 0$$

Resolviendo esta ecuación, encontramos que $I = 1.9 \angle 20.5^\circ$.

- Para determinar E_{ab} , escribimos la siguiente ecuación, recorriendo el lazo en el sentido de las manecillas del reloj:

$$E_{ca} + E_{ab} + E_{bc} = 0$$

Transponiendo los términos,

$$\begin{aligned} E_{ab} &= -E_{ca} - E_{bc} \\ &= E_{ac} - E_{bc} \\ &= 200 \angle 120^\circ - 100 \angle 150^\circ \end{aligned}$$

Utilizando álgebra vectorial, encontramos que

$$E_{ab} = 123.9 \angle 96.2^\circ$$

2.37 Ley de voltajes de kirchhoff (KVL) y notación de signos

Con frecuencia, los voltajes de circuitos de ca y cd se indican con notación de signos y se denominan con símbolos tales como E_1 , E_a , e_m , etc. Para escribir las ecuaciones de tales circuitos, se emplea la siguiente regla:

Al recorrer un lazo, observamos la polaridad (+ o -) de la primera terminal de cada voltaje (E_1 ,

E_a , e_m , etc.) que encontramos. Si sólo la terminal (+) de la fuente de voltaje está marcada, la terminal no marcada se considera negativa. Esta polaridad observada (+ o -) precederá a los voltajes respectivos cuando los escribamos en la ecuación KVL. El siguiente ejemplo ilustra la aplicación de esta regla.

Ejemplo 2-15

En la figura 2.54, dadas las marcas de polaridad de E_A y E_B , se sabe que $E_A = +37$ V y $E_B = -15$ V. Deseamos determinar el valor y la polaridad del voltaje E_C a través de las terminales abiertas.

Solución

Primero asignamos una polaridad arbitraria (+) al voltaje terminal E_C . Entonces recorremos en el sentido de las manecillas del reloj el lazo de la figura 2.54, comenzando con el voltaje E_A . Esto da como resultado la siguiente ecuación:

$$-E_A + E_C - E_B = 0 \quad (\text{smr})$$

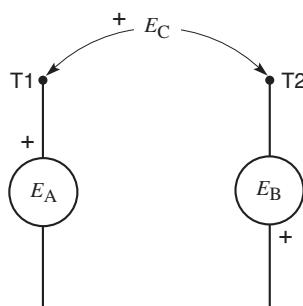


Figura 2.54

Regla para escribir ecuaciones KVL con notación de signos.

Observe que el signo que precede a cada voltaje corresponde a la polaridad de la terminal encontrada primero al recorrer el lazo en el sentido de las manecillas del reloj.

Transponiendo términos,

$$\begin{aligned} E_C &= E_A + E_B \\ &= +37 - 15 \\ &= +22 \text{ V} \end{aligned}$$

Por lo tanto, la magnitud de E_C es 22 V y la polaridad de la terminal T1 es positiva con respecto a la terminal T2. La polaridad que supusimos al principio resultó correcta.

2.38 Solución de circuitos de ca y de cd con notación de signos

En circuitos que utilizan notación de signos, los voltajes IZ se tratan del mismo modo que en circuitos que utilizan notación de doble subíndice. En otras palabras, el voltaje IZ a través de una impedancia Z va precedido por un signo positivo siempre que recorremos la impedancia en la dirección de la corriente de flujo. Por el contrario, el voltaje IZ va precedido por un signo negativo siempre que hacemos el recorrido en contra de la dirección del flujo de corriente.

El siguiente ejemplo ilustra el procedimiento a seguir.

Ejemplo 2-16

El circuito de la figura 2.55 es alimentado por una fuente de ca $E = 1600 \angle 60^\circ$. Los valores de las impedancias respectivas se indican en la figura.

Calcule

- La corriente que fluye en cada elemento
- El voltaje E_X a través de la reactancia capacitiva de 72 ohms.

Solución

- Para resolver este problema, suponemos que las corrientes fluyen en las direcciones arbitrarias que se muestran en la figura. Luego escribimos las siguientes ecuaciones.

Recorriendo el lazo **BDAB** en el sentido de las manecillas del reloj, obtenemos

$$-E - I_1(j40) - I_1(30) + I_2(-j37) = 0 \quad (\text{smr})$$

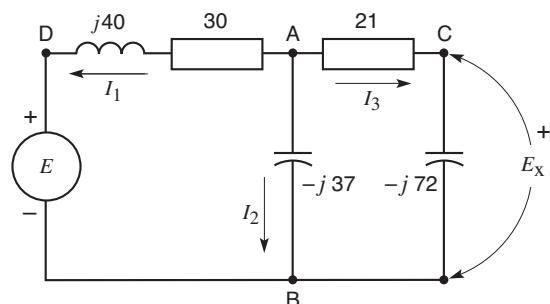


Figura 2.55

Vea el ejemplo 2-15.

Luego, recorriendo el segundo lazo ABCA en sentido contrario al de las manecillas del reloj, obtenemos

$$I_2(-j 37) - I_3 (- j 72) - 21 I_3 = 0 \quad (\text{scmr})$$

Por último, aplicando la KCL en el nodo A, tenemos

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

Al resolver estas ecuaciones, obtenemos los siguientes resultados:

$$I_1 = 44.9 \angle 215^\circ \quad I_2 = 30.3 \angle 40^\circ$$

$$I_3 = 14.9 \angle 24^\circ$$

- b. Podemos pensar que E_X es un voltímetro conectado a través del capacitor. Así, el “voltímetro” y el capacitor forman un lazo cerrado para el cual podemos escribir una ecuación de circuito, como si fuera para cualquier otro lazo. Debido a esto, al recorrer el lazo en el sentido de las manecillas del reloj escribimos

$$-I_3(-j 72) + E_X = 0$$

Por lo tanto

$$\begin{aligned} E_X &= I_3(-j 72) \\ &= 14.9 \angle 24^\circ (-j 72) \end{aligned}$$

así que

$$E_X = 1073 \angle -66^\circ$$

2.39 Circuitos y notación híbrida

En algunos circuitos es útil emplear tanto notación de signos como de doble subíndice, como se muestra en el siguiente ejemplo.

Ejemplo 2-17

La figura 2.56 muestra un sistema trifásico en el cual $E_a = 26 \angle 0^\circ$, $E_b = 26 \angle 120^\circ$ y $E_c = 26 \angle 240^\circ$ (en notación de signos). Deseamos determinar los valores de E_{12} , E_{23} y E_{31} (en notación de doble subíndice).

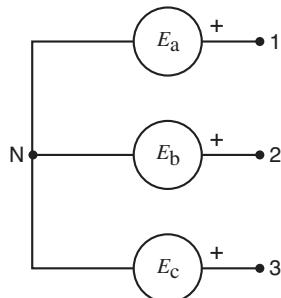


Figura 2.56

Vea el ejemplo 2-16.

Solución

Para satisfacer este requerimiento, escribimos las siguientes ecuaciones KVL, mismas que el lector deberá verificar:

$$E_{12} + E_b - E_a = 0$$

$$E_{23} + E_c - E_b = 0$$

$$E_{31} + E_a - E_c = 0$$

Transponiendo los términos, obtenemos

$$\begin{aligned} E_{12} &= E_a - E_b = 26 \angle 0^\circ - 26 \angle 120^\circ = \\ &45 \angle -30^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_{23} &= E_b - E_c = 26 \angle 120^\circ - 26 \angle 240^\circ = \\ &45 \angle 90^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_{31} &= E_c - E_a = 26 \angle 240^\circ - 26 \angle 0^\circ = \\ &45 \angle 210^\circ \end{aligned}$$

Incluso podemos expresar la notación de signos en función de la notación de doble subíndice. Por ejemplo, al recorrer el lazo creado por E_a y las terminales N y 1, podemos escribir la ecuación KVL

$$E_{N1} + E_a = 0$$

Por consiguiente, $E_{N1} = -E_a$, la cual puede expresarse como $E_{IN} = E_a$.

Esto completa nuestra revisión de la escritura de ecuaciones de circuitos de cd y ca.

Preguntas y problemas

- 2-1 Tres fuentes cd, G_1 , G_2 y G_3 (Fig. 2.57), generan voltajes como sigue:

$$E_{12} = -100 \text{ V}$$

$$E_{34} = -40 \text{ V}$$

$$E_{56} = +60 \text{ V}$$

Muestre la polaridad (+)(-) de las terminales en cada caso.

- 2-2 En el problema 2-1, si se conectan en serie las tres fuentes, determine el voltaje y la polaridad a través de las terminales abiertas si las siguientes terminales se conectan entre sí.
- Terminales 2-3 y 4-5
 - Terminales 1-4 y 3-6
 - Terminales 1-3 y 4-6
- 2-3 De acuerdo con la figura 2.58, muestre el voltaje y la polaridad de las terminales de generador en los instantes 1, 2, 3 y 4.
- 2-4 Un conductor de 2 m de largo se mueve a una velocidad de 60 km/h a través de un campo magnético que tiene una densidad de flujo de 0.6 T. Calcule el voltaje inducido.
- 2-5 Una bobina de 200 vueltas enlaza un flujo de 3 mWb, producido por un imán permanente. El imán se mueve, y el flujo que enlaza la bobina cae a 1.2 mWb en 0.2 s. Calcule el voltaje promedio inducido.

- 2-6 Cuál es la unidad SI de

- el flujo magnético
- la densidad de flujo magnético
- la intensidad de campo magnético
- la fuerza magnetomotriz

- 2-7 De acuerdo con la figura 2.26, calcule la permeabilidad relativa de hierro fundido a 0.2 T, 0.6 T y 0.7 T.

- 2-8 Queremos producir una densidad de flujo de 0.6 T en un entrehierro de 8 mm de longitud. Calcule la fmm requerida.

- 2-9 El conductor AB de la figura 2.29 transporta una corriente de 800 A que fluye de B a A.
- Calcule la fuerza del conductor.
 - Calcule la fuerza del polo N móvil.
 - ¿La fuerza del polo N actúa en la misma dirección que la dirección de rotación?

- 2-10 a. Dibuje la forma de onda de un voltaje sinusoidal con un valor pico de 200 V y una frecuencia de 5 Hz.
 b. Si el voltaje es cero en el instante $t = 0$, ¿cuál es el voltaje en el instante $t = 5 \text{ ms}$? ¿En $t = 75 \text{ ms}$? ¿En $t = 150 \text{ ms}$?

- 2-11 Una corriente sinusoidal tiene un valor efectivo de 50 A. Calcule su valor pico.

- 2-12 Se aplica un voltaje sinusoidal de 120 V a un resistor de 10Ω .

Calcule

- la corriente efectiva del resistor
- el voltaje pico a través del resistor

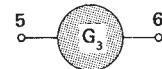
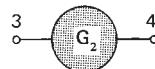


Figura 2.57

Vea los problemas 2-1 y 2-2.

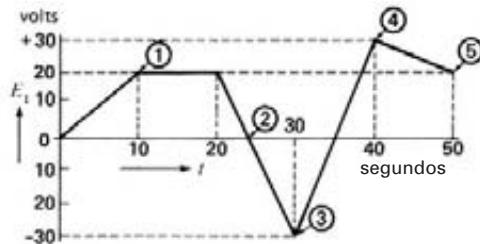
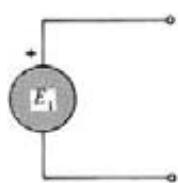


Figura 2.58

Vea el problema 2-3.

- c. la potencia disipada por el resistor
 - d. la potencia pico disipada por el resistor
- 2-13 Un voltaje distorsionado contiene un armónico undécimo de 20 V, 253 Hz. Calcule la frecuencia del fundamental.
- 2-14 La corriente de un motor monofásico de 60 Hz se retrasa 36 grados con respecto al voltaje. Calcule el intervalo de tiempo entre los picos positivos de voltaje y corriente.
- 2-15 De acuerdo con la figura 2.59, determine el ángulo de fase entre los siguientes fasores y, en cada caso, indique cuál fasor va retrasado.
- I_1 e I_3
 - I_2 e I_3
 - E e I_1

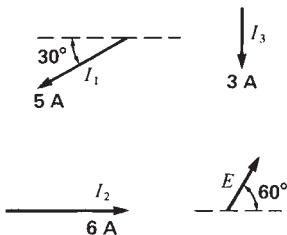


Figura 2.59
Vea el problema 2-15.

- 2-16 El voltaje aplicado a un imán de ca está dado por la expresión $E = 160 \sin \phi$, la corriente es $I = 20 \sin(\phi - 60^\circ)$ y todos los ángulos están expresados en grados.
- Trace el diagrama fasorial de E e I , utilizando valores efectivos.
 - Trace la forma de onda de E e I como una función de ϕ .
 - Calcule las potencias positiva y negativa pico del circuito.
- 2-17 a. De acuerdo con la figura 2.24, trace la forma de onda de la onda senoidal distorsionada, si se invierten las conexiones de la fuente de tercer armónico.
- b. Calcule el voltaje pico de la forma de onda resultante.

- 2-18 En la figura 2.4, si la terminal A_1 es $(-)$ y la corriente fluye de A_2 a B_2 , ¿cuál caja es la fuente?
- 2-19 La resistencia de los conductores que unen las dos cajas de la figura 2.4 es cero. Si A_1 es $(+)$ con respecto a A_2 , ¿puede B_1 ser $(-)$ con respecto a B_2 ?
- 2-20 El voltaje alterno e_2 de la figura 2.24a está dado por la expresión

$$e_2 = 20 \cos(360ft - \theta)$$

Si $\theta = 150^\circ$ y $f = 180$ Hz, calcule el valor de e_2 en los instantes $t = 0$ y $t = 262.37$ s.

Aplicación industrial

- 2-21 Escriba en la figura 2.60 las ecuaciones de circuito KVL correspondientes a los incisos (a), (b), (c) y (d). (Recorra los lazos en el sentido de las manecillas del reloj.)

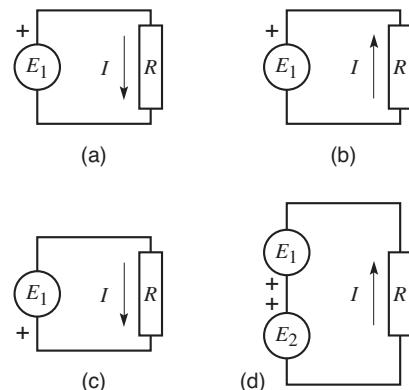


Figura 2.60
Vea el problema 2-21.

- 2-22 Escriba en la figura 2.61 las ecuaciones de circuito KCL correspondientes a los incisos (a), (b) y (c) y determine la dirección real del flujo de corriente.
- 2-23 Escriba en la figura 2.62 las ecuaciones de circuito KVL y KCL correspondientes a los incisos (a), (b), (c) y (d). (Recorra los lazos en el sentido de las manecillas del reloj.)
- 2-24 Un generador electrónico produce los pulsos de voltaje de salida mostrados en la figura 2.63. Si se aplica este voltaje a través de un resistor de $10\ \Omega$, calcule

- a. la frecuencia fundamental de la corriente
 - b. la potencia pico, en watts
 - c. la energía disipada por ciclo, en joules
 - d. la potencia promedio por ciclo
 - e. el valor del voltaje de cd que produciría la misma potencia promedio en el resistor
 - f. el valor efectivo del voltaje que se muestra en la figura
 - g. el voltaje promedio

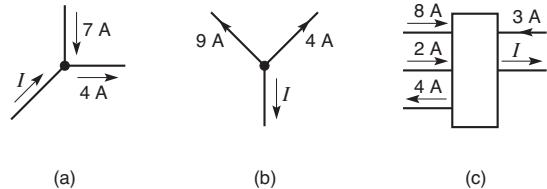


Figura 2.61
Vea el problema 2-22.

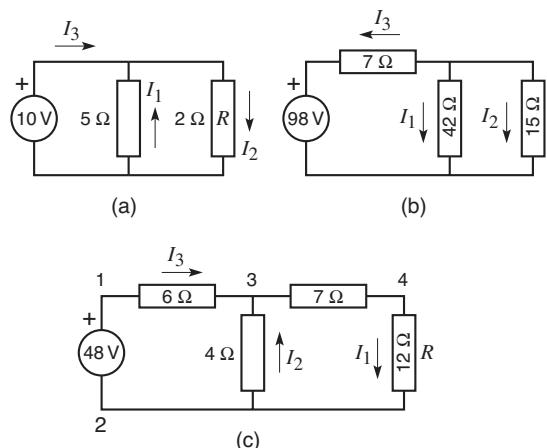


Figura 2.62
Vea el problema 2-23.

- 2-25 Repita los cálculos del problema 2-24 para la forma de onda mostrada en la figura 2.64.

2-26 Escriba en la figura 2.65 las ecuaciones de circuito KVL y KCL para los circuitos de ca mostrados en los incisos (a) a (g). (Recorra los lazos en el sentido de las manecillas del reloj.)

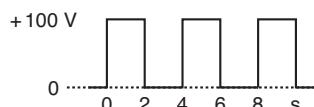


Figura 2.63

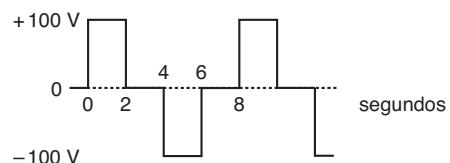
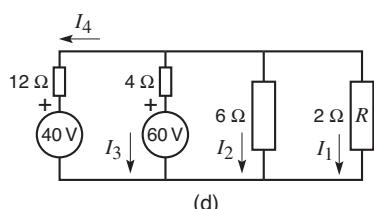
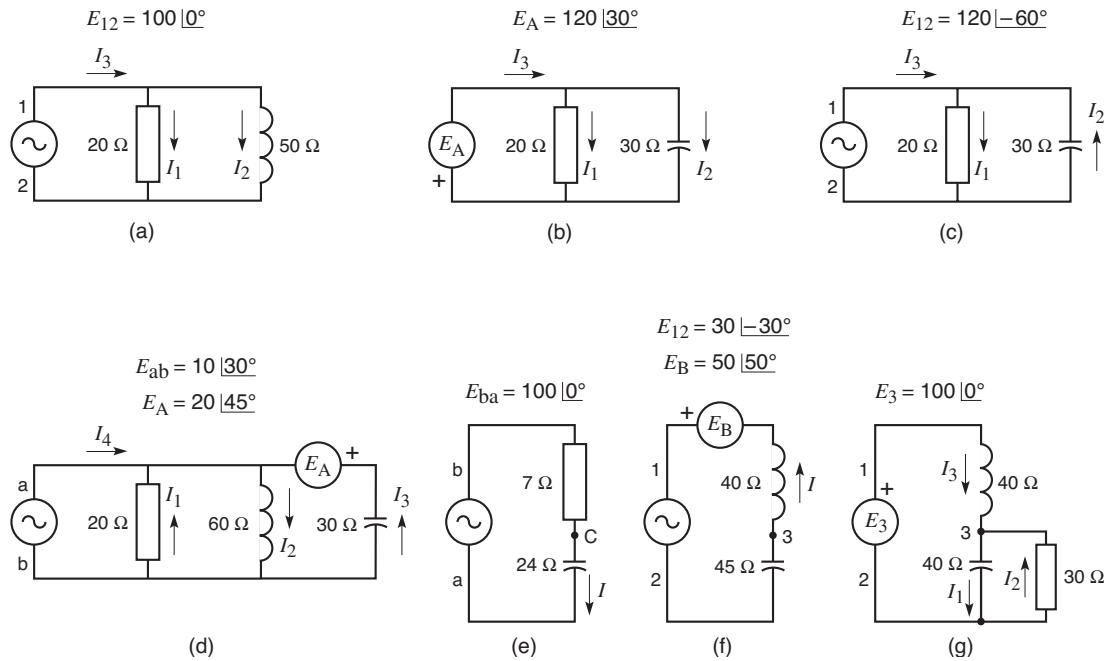


Figura 2.64
Vea el problema 2-25.



**Figura 2.65**

Vea el problema 2-26.

CAPÍTULO 3

Fundamentos de mecánica y calor

3.0 Introducción

Para tener una idea completa de la tecnología de potencia eléctrica, es esencial tener conocimientos de mecánica y calor. Por ejemplo, el arranque de grandes motores está determinado no sólo por la magnitud del momento de torsión o par, sino también por la inercia de las partes rotatorias. La capacidad de sobrecarga de un alternador está determinada no sólo por el diámetro de sus conductores, sino también por la temperatura que pueden soportar sus devanados. La capacidad de esfuerzo de una línea de transmisión está determinada tanto por la carga teórica máxima, así como por la resistencia mecánica de los conductores y las corrientes que éstos pueden transportar. Podríamos mencionar muchos más casos donde el enfoque global —esto es el enfoque eléctrico, mecánico y térmico— es esencial para un entendimiento completo de la tecnología de potencia.

Por esta razón, en este capítulo introductorio veremos ciertos fundamentos de mecánica y calor. Los temas no son inmediatamente esenciales para entender los capítulos que siguen, pero constituyen una valiosa fuente de referencia, misma que el lector puede consultar de vez en cuando. Por consiguiente, recomendamos una primera lectura rápida, seguida por un estudio más detallado de cada sección, cuando sea necesario.

3.1 Fuerza

La fuerza más conocida es la fuerza de la gravedad. Por ejemplo, cuando levantamos una piedra, realizamos un esfuerzo muscular para vencer la fuerza gravitatoria que continuamente jala de ella hacia abajo. Existen otras clases de fuerzas, como la fuerza ejercida por un resorte estirado o las fuerzas creadas por la explosión de dinamita. Todas estas fuerzas se expresan en función del newton (N), que es la unidad de fuerza en el SI (sistema internacional de unidades).

La magnitud de la fuerza de la gravedad depende de la masa de un cuerpo, y está dada por la ecuación aproximada

$$F = 9.8 m \quad (3.1)$$

donde

F = fuerza de gravedad que actúa sobre el cuerpo en [N]

m = masa del cuerpo en [kg]

9.8 = constante aproximada que se aplica cuando los objetos están relativamente cerca de la superficie de la tierra (dentro de 30 km)

Ejemplo 3-1

Calcule el valor aproximado de la fuerza de gravedad que actúa sobre una masa de 12 kg.

Solución

La fuerza de gravedad es

$$\begin{aligned} F &= 9.8 m = 9.8 \times 12 = 117.6 \text{ newtons} \\ &= 117.6 \text{ N} \end{aligned}$$

Si utilizamos el sistema inglés de unidades, tenemos que distinguir entre la libra (lb) y la libra-fuerza (lbf). Una **libra** es una unidad de masa igual a 0.453 592 37 kg, exactamente. Por otra parte, una **libra-fuerza** es igual a $9.806\ 65 \times 0.453\ 592\ 37$ newtons exactamente, o aproximadamente 4.448 N.

Ejemplo 3-2

Calcule el valor aproximado de la fuerza de gravedad que actúa sobre una masa de 140 lb. Exprese el resultado en newtons y en libras-fuerza.

Solución

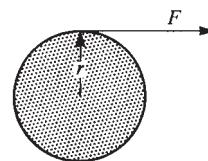
Utilizando las tablas de conversión del apéndice AX0, una masa de 140 lb = $140 (\div 2.205) = 63.5$ kg. Si se utiliza la ecuación 3.1, la fuerza de gravedad es

$$F = 9.8 m = 9.8 \times 63.5 = 622.3 \text{ N}$$

Utilizando otra vez las tablas de conversión, una fuerza de 622.3 N = $622.3 (\div 4.448) = 139.9$ libras-fuerza = 139.9 lbf. Observe que la fuerza de gravedad de 139.9 lbf es casi exactamente igual a la masa de 140 lb. Sin embargo, aunque los números son casi iguales, una fuerza de 140 lbf es completamente diferente a una masa de 140 lb.

3.2 Momento de torsión o par

El momento de torsión o par se produce cuando una fuerza ejerce una acción de torsión sobre un cuerpo, la cual tiende a hacerlo girar. El momento de torsión es igual al producto de la fuerza por la distancia perpendicular entre el eje de rotación y el punto de aplicación de la fuerza. Por ejemplo, suponga que se enrolla una cuerda en una polea de radio r (Fig. 3.1). Si tiramos de la cuerda con una fuerza F , la polea tenderá a girar. El momento de torsión o par que la fuerza tangencial ejerce sobre la polea está dado por

**Figura 3.1**

Momento de torsión $T = Fr$.

$$T = Fr \quad (3.2)$$

donde

T = momento de torsión en [N·m]

F = fuerza en [N]

r = radio en [m]

Si la polea está libre para moverse, comenzará a girar alrededor de su eje.

Ejemplo 3-3

Un motor desarrolla un momento de torsión o par de arranque de 150 N·m. Si una polea montada en el eje tiene un diámetro de 1 m, calcule la fuerza de frenado necesaria para impedir que el motor gire.

Solución

El radio es de 0.5 m; por consiguiente, se requiere una fuerza de frenado $F = T/r = 150/0.5 = 300$ N. Si el radio fuera de 2 m, una fuerza de frenado de 75 N sería suficiente para impedir la rotación.

3.3 Trabajo mecánico

Se realiza trabajo mecánico cuando una fuerza F se desplaza una distancia d en la dirección de la fuerza. El trabajo está dado por

$$W = Fd \quad (3.3)$$

donde

W = trabajo [J]

F = fuerza [N]

d = distancia recorrida por la fuerza [m]

Ejemplo 3-4

Calcule el trabajo realizado al levantar una masa de 50 kg a una altura de 10 m (Fig. 3.2).

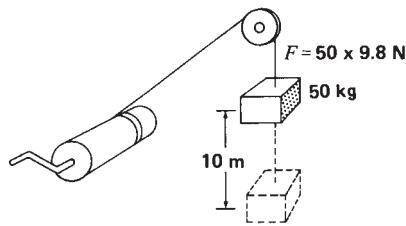


Figura 3.2
Trabajo $W = Fd$.

Solución

La fuerza de gravedad que actúa sobre la masa de 50 kg es

$$F = 9.8 m = 9.8 \times 50 = 490 \text{ N}$$

El trabajo realizado es

$$W = Fd = 490 \times 10 = 4900 \text{ J}$$

3.4 Potencia

Potencia es la capacidad de realizar trabajo. Está dada por la ecuación

$$P = W/t \quad (3.4)$$

donde

P = potencia [W]

W = trabajo realizado [J]

t = tiempo en que se realiza el trabajo [s]

La unidad de potencia es el watt (W). A menudo se utiliza el kilowatt (kW), que es igual a 1000 W. En ocasiones, el rendimiento o eficiencia de potencia de los motores se expresa en unidades de caballo de fuerza (hp). Un caballo de fuerza es igual a 746 W. Corresponde al rendimiento de potencia promedio de un caballo de tiro.

Ejemplo 3-5

Un motor eléctrico levanta una masa de 500 kg a una altura de 30 m en 12 s (Fig. 3.3). Calcule en kilowatts y en caballos de fuerza la potencia desarrollada por el motor.

Solución

La tensión en el cable es igual a la fuerza de gravedad que actúa sobre la masa en cuestión:

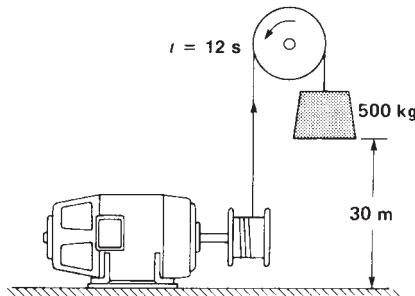


Figura 3.3
Potencia $P = W/t$.

$$F = 9.8 m = 9.8 \times 500 = 4900 \text{ N}$$

El trabajo realizado es

$$W = Fd = 4900 \times 30 = 147\,000 \text{ J}$$

La potencia es

$$\begin{aligned} P &= W/t \\ &= 147\,000/12 = 12\,250 \text{ W} = 12.25 \text{ kW} \end{aligned}$$

Expresada en caballos de fuerza,

$$P = 12\,250/746 = 16.4 \text{ hp}$$

3.5 Potencia de un motor

El rendimiento o eficiencia de la potencia mecánica de un motor depende de su velocidad de rotación y del momento de torsión o par que desarrolla. La potencia está dada por

$$P = \frac{nT}{9.55} \quad (3.5)$$

donde

P = potencia mecánica [W]

T = momento de torsión o par [N·m]

n = velocidad de rotación [r/min]

9.55 = una constante para el ajuste de las unidades (valor exacto = $30/\pi$)

Podemos medir el rendimiento de la potencia de un motor mediante un freno prony. Éste se compone de una banda plana estacionaria que presiona contra una polea montada en el eje del motor. Los extremos de la banda están conectados a dos básculas de resorte y la presión de la banda se ajusta apretando el tornillo V

(Fig. 3.4). Conforme el motor gira, podemos incrementar o disminuir el rendimiento de potencia ajustando la tensión de la banda. La potencia mecánica desarrollada por el motor se transforma completamente en calor debido al frotamiento de la banda en la polea.

Cuando el motor no está funcionando, las básculas de resorte registran tracciones iguales, por lo que el momento de torsión o par resultante es cero. Sin embargo, cuando el motor gira en el sentido de las manecillas del reloj (como lo hace en la figura 3.4), la tracción P_1 es mayor que la P_2 . Por lo tanto, la fuerza resultante que actúa en la circunferencia de la polea es $(P_1 - P_2)$ newtons. Si el radio de la polea es r , el momento de torsión neto $T = (P_1 - P_2)r$ newton metros. Conociendo la velocidad de rotación, podemos calcular la potencia mediante la ecuación 3.5.

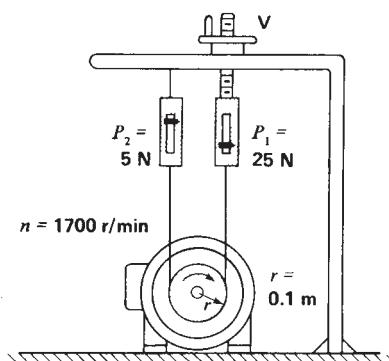


Figura 3.4
Freno prony.

Ejemplo 3-6

Durante una prueba con freno prony en un motor eléctrico, las básculas de resorte indican 25 N y 5 N, respectivamente (Fig. 3.4). Calcule el rendimiento de potencia si el motor gira a 1700 r/min y el radio de la polea es de 0.1 m.

Solución

El momento de torsión es

$$\begin{aligned} T &= Fr \\ &= (25 - 5) \times 0.1 = 2 \text{ N}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

La potencia es

$$P = nT/9.55 = 1700 \times 2/9.55 = 356 \text{ W}$$

El motor desarrolla 356 W, o aproximadamente 0.5 hp.

3.6 Transformación de energía

La energía puede existir en una de las siguientes formas:

1. Energía mecánica (la energía potencial acumulada en un resorte o la energía cinética de un auto en movimiento)
2. Energía térmica (el calor liberado por una estufa, por fricción o por el sol)
3. Energía química (la energía contenida en la dinamita, en el carbón o en una batería de almacenamiento eléctrico)
4. Energía eléctrica (la energía producida por un generador o por iluminación)
5. Energía atómica (la energía liberada cuando el núcleo de un átomo es modificado)

Aunque la energía no se puede crear ni se puede destruir, puede convertirse de una forma a otra por medio de los dispositivos o máquinas apropiados. Por ejemplo, la energía química contenida en el carbón se puede transformar en energía térmica quemando el carbón en un horno. La energía térmica contenida en el vapor se puede transformar entonces en energía mecánica mediante una turbina. Por último, la energía mecánica se puede transformar en energía eléctrica por medio de un generador.

En el ejemplo anterior, el horno, la turbina y el generador son las *máquinas* que transforman la energía.

Desafortunadamente, siempre que se transforma energía, el rendimiento siempre es menor que la energía alimentada porque todas las máquinas sufren pérdidas. Estas pérdidas aparecen en forma de calor, el cual eleva la temperatura de la máquina. Por lo tanto, una parte de la energía eléctrica suministrada a un motor se disipa como calor en los devanados. Además, una parte de su energía mecánica también se pierde, debido a la fricción de rodamiento y la turbulencia de aire creada por el ventilador de enfriamiento. Las pérdidas mecánicas también se transforman en calor. Por consiguiente, el rendimiento de potencia mecánica útil de un motor es menor que la energía eléctrica alimentada.

3.7 Eficiencia de una máquina

La eficiencia de una máquina está dada por la ecuación

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100 \quad (3.6)$$

donde

$$\eta = \text{eficiencia [porcentaje]}$$

$$P_{\text{sal}} = \text{potencia de salida de la máquina [W]}$$

$$P_{\text{ent}} = \text{potencia de entrada a la máquina [W]}$$

La eficiencia es particularmente baja cuando la energía térmica se convierte en energía mecánica. Por lo tanto, la eficiencia de las turbinas de vapor va de 25 a 40 por ciento, mientras que la de los motores de combustión interna (motores automotrices, motores diesel) oscila entre 15 y 30 por ciento. Para entender qué tan bajas son estas eficiencias, debemos recordar que una máquina que tiene una eficiencia de 20 por ciento pierde, en forma de calor, 80 por ciento de la energía que recibe.

Los motores eléctricos transforman la energía eléctrica en energía mecánica con mucha más eficiencia. Su eficiencia oscila entre 75 y 98 por ciento, según el tamaño del motor.

Ejemplo 3-7

Un motor eléctrico de 150 kW tiene una eficiencia de 92 por ciento cuando opera a plena carga. Calcule las pérdidas en la máquina.

Solución

La capacidad de 150 kW siempre se refiere al *rendimiento* de potencia mecánica del motor.

La potencia suministrada es

$$P_i = P_o/\eta = 150/0.92 = 163 \text{ kW}$$

La potencia de salida mecánica es

$$P_o = 150 \text{ kW}$$

Las pérdidas son

$$P_i - P_o = 163 - 150 = 13 \text{ kW}$$

Considerando la alta eficiencia del motor, las pérdidas son bastante moderadas, pero aún así serían suficientes para calentar una casa grande en pleno invierno.

3.8 Energía cinética de movimiento lineal

Una piedra que cae o un automóvil que se desplaza a toda velocidad posee energía cinética, la cual es ener-

gía producida por el movimiento. La energía cinética es una forma de energía mecánica dada por la ecuación

$$E_k = 1/2mv^2 \quad (3.7)$$

donde

$$E_k = \text{energía cinética [J]}$$

$$m = \text{masa del cuerpo [kg]}$$

$$v = \text{velocidad del cuerpo [m/s]}$$

Ejemplo 3-8

Un autobús que tiene una masa de 6000 kg se desplaza a una velocidad de 100 km/h. Si transporta 40 pasajeros cuya masa total es de 2400 kg, calcule la energía cinética total del vehículo cargado. ¿Qué le sucede a esta energía cuando el autobús frena hasta detenerse?

Solución

La masa total del autobús cargado es

$$m = 6000 + 2400 = 8400 \text{ kg}$$

La velocidad es

$$v = 100 \text{ km/h} = \frac{100 \times 1000 \text{ m}}{3600 \text{ s}} \\ = 27.8 \text{ m/s}$$

La energía cinética es

$$E_k = 1/2 mv^2 = 1/2 \times 8400 \times 27.8^2 \\ = 3 245 928 \text{ J} = 3.25 \text{ MJ}$$

Para detener el autobús, se aplican los frenos y el calor por fricción resultante se produce por completo a expensas de la energía cinética. El autobús se detendrá finalmente cuando toda la energía cinética (3.25 MJ) se haya disipado como calor.

3.9 Energía cinética de rotación, momento de inercia

Un cuerpo rotatorio también posee energía cinética. Su magnitud depende de la velocidad de rotación y de la masa y forma del cuerpo. La energía cinética de rotación está dada por la ecuación de la página 56.

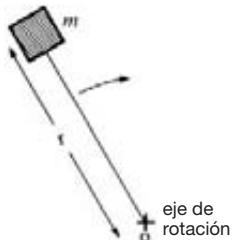
TABLA 3A MOMENTO DE INERCIA J EN TORNO A UN EJE DE ROTACIÓN 0

Figura 3.5
Masa m que gira a una distancia r alrededor del eje 0.

$$J = mr^2 \quad (3.9)$$

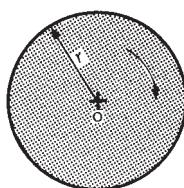


Figura 3.6
Disco sólido de masa m y radio r .

$$J = \frac{mr^2}{2} \quad (3.10)$$

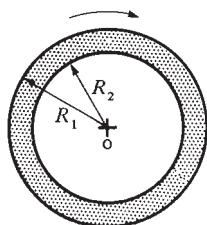


Figura 3.7
Anillo de masa m que tiene una sección transversal rectangular.

$$J = \frac{m}{2}(R_1^2 + R_2^2) \quad (3.11)$$

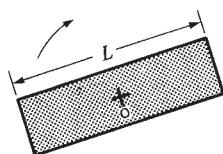


Figura 3.8
Barra recta de masa m con pivote en su centro.

$$J = \frac{mL^2}{12} \quad (3.12)$$

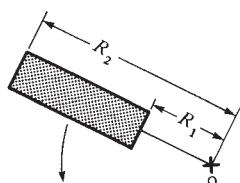


Figura 3.9
Barra rectangular de masa m que gira alrededor del eje 0.

$$J = \frac{m}{3}(R_1^2 + R_2^2 + R_1R_2) \quad (3.13)$$

$$E_k = 5.48 \times 10^{-3} Jn^2 \quad (3.8)$$

donde

E_k = energía cinética [J]

J = momento de inercia [$\text{kg}\cdot\text{m}^2$]

n = velocidad de rotación [r/min]

5.48×10^{-3} = una constante para el ajuste de las unidades [valor exacto = $\pi^2/1800$]

El momento de inercia J (en ocasiones llamado simplemente *inercia*) depende de la masa y forma del cuerpo. Su valor se puede calcular para varias formas simples mediante las ecuaciones 3.9 a 3.13 dadas en la tabla 3A. Si el cuerpo tiene una forma compleja, siempre se puede descomponer en dos o más de las formas más simples dadas en la tabla. Después se suman los momentos de inercia individuales de estas formas simples para obtener el J total del cuerpo.

La inercia desempeña un papel muy importante en máquinas rotatorias, así que vale la pena resolver algunos problemas.

Ejemplo 3-9

Un volante de acero sólido de 1400 kg tiene un diámetro de 1 m y un espesor de 225 mm (Fig. 3.10).

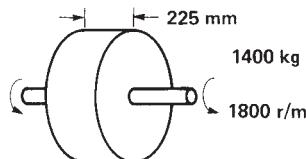


Figura 3.10

Volante del ejemplo 3-9.

Calcule

- Su momento de inercia
- La energía cinética cuando el volante gira a 1800 r/min

Solución

- De acuerdo con la tabla 3A, el momento de inercia es

$$J = \frac{mr^2}{2} \quad (3.10)$$

$$= \frac{1400 \times 0.5^2}{2} = 175 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$$

b. La energía cinética es

$$\begin{aligned} E_k &= 5.48 \times 10^{-3} Jn^2 \\ &= 5.48 \times 10^{-3} \times 175 \times 1800^2 \\ &= 3.1 \text{ MJ} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Observe que este volante relativamente pequeño posee tanta energía cinética como el autobús cargado del ejemplo 3-8.

Ejemplo 3-10

Un volante que tiene la forma dada en la figura 3.11 se compone de un anillo soportado por una maza rectangular. El anillo y la maza tienen una masa de 80 y 20 kg, respectivamente. Calcule el momento de inercia del volante.

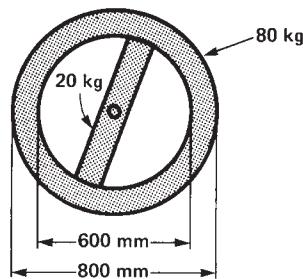


Figura 3.11

Volante del ejemplo 3-10.

Solución

Para el anillo,

$$\begin{aligned} J_1 &= m(R_1^2 + R_2^2)/2 \\ &= 80(0.4^2 + 0.3^2)/2 = 10 \text{ kg}\cdot\text{m}^2 \end{aligned} \quad (3.11)$$

Para la maza,

$$\begin{aligned} J_2 &= mL^2/12 \\ &= 20 \times (0.6)^2/12 = 0.6 \text{ kg}\cdot\text{m}^2 \end{aligned} \quad (3.12)$$

El momento de inercia total del volante es

$$J = J_1 + J_2 = 10.6 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$$

3.10 Momento de torsión o par, inercia y cambio de velocidad

Existe sólo una forma de cambiar la velocidad de un cuerpo rotatorio, que consiste en someterlo a un *momento de torsión* durante un lapso de tiempo dado. La tasa de cambio de velocidad depende de la inercia, así como del momento de torsión. Una ecuación simple describe estos factores:

$$\Delta n = 9.55 T \Delta t / J \quad (3.14)$$

donde

Δn = cambio de velocidad [r/min]

T = momento de torsión o par [N·m]

Δt = intervalo de tiempo durante el cual se aplica el momento de torsión [s]

J = momento de inercia [kg·m²]

9.55 = una constante para el ajuste de las unidades [valor exacto = 30/ π]

Si el momento de torsión actúa en la dirección de rotación, la velocidad aumenta. A la inversa, si actúa contra la dirección de rotación, la velocidad disminuye. Por lo tanto, el término Δn puede representar ya sea un incremento o una disminución de velocidad.

Ejemplo 3-11

El volante de la figura 3.11 gira a 60 r/min. Queremos incrementar su velocidad a 600 r/min aplicando un momento de torsión o par de 20 N·m. ¿Cuánto tiempo debemos aplicar el momento de torsión?

Solución

El cambio de velocidad es

$$\Delta n = (600 - 60) = 540 \text{ r/min}$$

El momento de inercia es

$$J = 10.6 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 3.14

$$\Delta n = 9.55 T \Delta t / J \quad (3.14)$$

$$540 = 9.55 \times 20 \Delta t / 10.6$$

obtenemos

$$\Delta t = 30 \text{ s}$$

3.11 Velocidad de un sistema motor/carga

En la tecnología de potencia eléctrica, a menudo sucede que un motor eléctrico impulsa una carga mecánica. En un sistema como ese son tres factores principales a considerar: el momento de torsión desarrollado por el motor, el momento de torsión ejercido por la carga, y la velocidad. A continuación explicamos cómo interactúan.

Considere una carga acoplada a un motor por medio de un eje (Fig. 3.12). La carga ejerce un momento de torsión constante T_L que siempre actúa en sentido contrario al de las manecillas del reloj. Por otra parte, el momento de torsión T_M desarrollado por el motor actúa en el sentido de las manecillas del reloj, y se puede cambiar incrementando o disminuyendo la corriente eléctrica I . Suponga que el sistema está inicialmente en reposo y que $T_M = T_L$. Como los momentos de torsión son iguales y opuestos, el momento de torsión neto que actúa sobre el eje es cero, por lo que no tiende a girar.

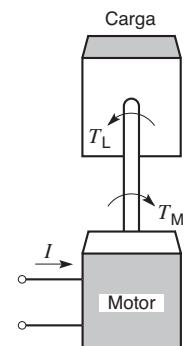
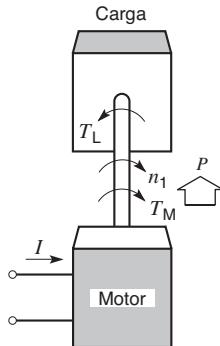


Figura 3.12
El eje está inmóvil $T_M = T_L$.

A consecuencia de los momentos de torsión opuestos, el eje se tuerce y se deforma un poco, pero no sucede nada más.

Suponga que deseamos hacer girar la carga en el sentido de las manecillas del reloj a una velocidad n_1 . Para hacerlo, incrementamos la corriente en el motor de modo que T_M sea mayor que T_L . El momento de torsión neto en el eje actúa en el sentido de las manecillas del reloj, por lo que comienza a girar en ese sentido. La velocidad se incrementa progresivamente con el tiempo, pero en cuanto se alcanza la velocidad deseada n_1 , reducimos la corriente en el motor de modo que T_M sea otra vez exactamente igual a T_L . Ahora, el momento de torsión neto que actúa sobre el sistema es cero y la velocidad n_1 ya no aumentará ni disminuirá (Fig. 3.13).

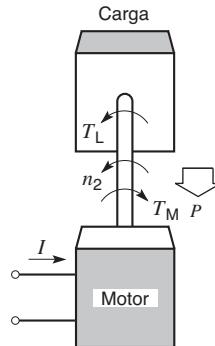
**Figura 3.13**

El eje gira en el sentido de las manecillas del reloj $T_M = T_L$.

Esto nos conduce a una conclusión muy importante. La velocidad de una carga mecánica permanece constante cuando el momento de torsión T_M desarrollado por el motor es *igual y opuesto* al momento de torsión T_L ejercido por la carga. Al principio, esta conclusión es un tanto difícil de aceptar, porque tendemos a creer que cuando $T_M = T_L$, el sistema simplemente deberá detenerse. Pero esto no es así, como el razonamiento (y la realidad) lo demuestra. Repetimos: La velocidad de un motor permanece constante siempre que el momento de torsión del motor es *exactamente igual y opuesto* al de la carga. En realidad, el sistema motor/carga se encuentra entonces en un estado de equilibrio dinámico.

Con la carga girando ahora en el sentido de las manecillas del reloj a una velocidad n_1 , suponga que reducimos T_M de modo que sea menor que T_L . Ahora, el momento de torsión neto en el eje actúa en sentido contrario al de las manecillas del reloj. Por consiguiente, la velocidad disminuye y continuará disminuyendo en tanto T_L sea mayor que T_M . Si el desequilibrio entre T_L y T_M dura un lapso suficientemente largo, con el tiempo la velocidad será cero y luego se invertirá. Si controlamos el momento de torsión del motor de modo que $T_M = T_L$ cuando la velocidad inversa alcance un valor n_2 , el sistema continuará girando indefinidamente a esta nueva velocidad (Fig. 3.14).

En conclusión, los momentos de torsión T_M y T_L son *idénticos* en las figuras 3.12, 3.13 y 3.14, pero aún así el eje puede estar girando en el sentido de las manecillas del reloj o en sentido contrario, o nada en absoluto. La velocidad de estado permanente, o de estado estable, real depende de si T_M fue mayor o menor que T_L durante cierto lapso *antes* de que se alcanzara la condición de estado permanente real. El lector deberá reflexionar algunos momentos sobre este enunciado.

**Figura 3.14**

El eje gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj $T_M = T_L$.

Siempre que el momento de torsión del motor T_M y el de la carga T_L no sean exactamente iguales y opuestos, la velocidad cambiará. La tasa de cambio depende de la inercia de las partes rotatorias, y este aspecto se trata con más detalle en la sección 3.13.

3.12 Flujo de potencia en un sistema mecánicamente acoplado

Regresando a la figura 3.13, vemos que el momento de torsión del motor T_M actúa en la misma dirección (en el sentido de las manecillas del reloj) que la velocidad n_1 . Esto significa que el motor *proporciona* potencia mecánica al eje. Por otra parte, el momento de torsión de la carga T_L actúa en oposición a la velocidad n_1 . En consecuencia, la carga *recibe* potencia mecánica del eje. Por lo tanto, podemos establecer la siguiente regla general:

Cuando el momento de torsión desarrollado por un motor actúa en la misma dirección que la velocidad, el motor proporciona potencia a la carga. En todas las demás condiciones, el motor recibe potencia de la carga.

En la figura 3.14, por ejemplo, el motor recibe potencia de la carga porque T_M actúa al contrario de n_2 . Aunque ésta es una condición inusual, ocurre durante breves períodos en trenes y malacates eléctricos. En capítulos posteriores estudiaremos el comportamiento del motor en estas condiciones.

3.13 Motor que impulsa una carga que tiene inercia

Cuando un motor impulsa una carga mecánica, por lo general la velocidad es constante. En este estado de equilibrio dinámico, el momento de torsión T_M desarrollado por el motor es *exactamente igual y opuesto* al

momento de torsión T_L impuesto por la carga. La inercia de las partes rotatorias no interviene en estas condiciones. Sin embargo, si el momento de torsión del motor se eleva de modo que sea mayor que el momento de torsión de la carga, la velocidad se incrementará, como ya vimos. Por el contrario, cuando el momento de torsión del motor es menor que el de la carga, la velocidad se reduce. El incremento o la disminución de velocidad (Δn) aún está dado por la ecuación 3.14, excepto que ahora el momento de torsión es reemplazado por el momento de torsión neto ($T_M - T_L$):

$$\Delta n = 9.55 (T_M - T_L) \Delta t / J \quad (3.15)$$

donde

Δn = cambio de velocidad [r/min]

T_M = momento de torsión del motor [N·m]

T_L = momento de torsión de la carga [N·m]

Δt = intervalo de tiempo durante el cual T_M y T_L actúan [s]

J = momento de inercia de todas las partes rotatorias [kg·m²]

Ejemplo 3-12

Un gran rollo de papel instalado en el extremo de una máquina papelera tiene un diámetro de 1.8 m, una longitud de 5.6 m y un momento de inercia de 4500 kg·m². Dicho rollo es impulsado por un motor cd de velocidad variable directamente acoplado que gira a 120 r/min. El papel se mantiene a una tensión constante de 6000 N.

- Calcule la potencia del motor cuando el rollo gira a una velocidad constante de 120 r/min.
- Si se tiene que incrementar la velocidad de 120 r/min a 160 r/min en 5 segundos, calcule el momento de torsión que el motor debe desarrollar durante este intervalo.
- Calcule la potencia del motor después de que alcanza la velocidad deseada de 160 r/min.

Solución

- El par o momento de torsión ejercido en el rollo es

$$T = Fr = 6000 \times 1.8/2 = 5400 \text{ N}\cdot\text{m}$$

La potencia desarrollada por el motor del rollo es

$$\begin{aligned} P &= \frac{nT}{9.55} = \frac{120 \times 5400}{9.55} \\ &= 67.85 \text{ kW} \text{ (aproximadamente 91 hp)} \end{aligned} \quad (3.5)$$

- Conforme se incrementa la velocidad de 120 r/min a 160 r/min, el momento de torsión de la carga (5400 N·m) permanece constante puesto que la tensión del papel no cambia. Sea T_M el momento de torsión requerido del motor. Entonces debe ser mayor que el de la carga para que la velocidad se incremente.

Tenemos

$$\Delta n = 160 - 120 = 40 \text{ r/min}$$

$$J = 4500 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$$

$$\Delta t = 5 \text{ s}$$

$$\Delta n = \frac{9.55(T_M - T_L)\Delta t}{J}$$

$$40 = \frac{9.55(T_M - 5400)5}{4500}$$

Por lo tanto,

$$T_M - 5400 = 3770$$

$$T_M = 9170$$

Por consiguiente, el motor debe desarrollar un momento de torsión constante de 9170 N·m durante el periodo de aceleración.

La potencia mecánica del motor del rollo mientras se acelera a 160 r/min es

$$P = \frac{nT}{9.55} = \frac{160 \times 9170}{9.55}$$

$$= 153.6 \text{ kW} \text{ (equivalente a 206 hp)}$$

- En cuanto se alcanza la velocidad deseada (160 r/min), el motor sólo tiene que desarrollar un momento de torsión igual al momento de torsión de la carga (5400 N·m). Así, la potencia del motor se reduce a

$$P = \frac{nT}{9.55} = \frac{160 \times 5400}{9.55}$$

$$= 90.5 \text{ kW} \text{ (equivalente a 121 hp)}$$

3.14 Motores eléctricos que impulsan cargas en movimiento lineal

Las cargas rotatorias como ventiladores, bombas y máquinas herramienta son muy adecuadas para el acoplamiento directo a motores eléctricos. Por otra parte, las cargas que se desplazan en línea recta, como malaca-

tes, trenes, máquinas de estirar alambre, etc., deben estar equipadas con un *convertidor de movimiento* para poder conectarlas a una máquina rotatoria. El convertidor de movimiento puede ser una combinación de polea y banda, un mecanismo de piñón y cremallera o simplemente una rueda que se mueve sobre un carril. Estos convertidores son tan simples que rara vez se piensa en la importante función que desempeñan.

El movimiento en línea recta implica una velocidad lineal v y una fuerza F , mientras que el movimiento rotatorio implica una velocidad de rotación n y un momento de torsión T . ¿Cómo se relacionan estas cantidades cuando se utiliza un convertidor de movimiento?

Consideré un gato impulsado por un motor que gira a una velocidad n mientras ejerce un momento de torsión T (Fig. 3.15). Esto hace que un pistón vertical ejerza una poderosa fuerza F mientras se mueve a una velocidad lineal v . La potencia suministrada al elevar la carga está dada por

$$P_o = Fv$$

Por otra parte, la potencia proporcionada al gato está dada por

$$P_i = \frac{nT}{9.55} \quad (3.5)$$

Suponiendo que no hay pérdidas en el convertidor de movimiento, tenemos

$$P_i = P_o$$

Por consiguiente,

$$nT = 9.55Fv \quad (3.16)$$

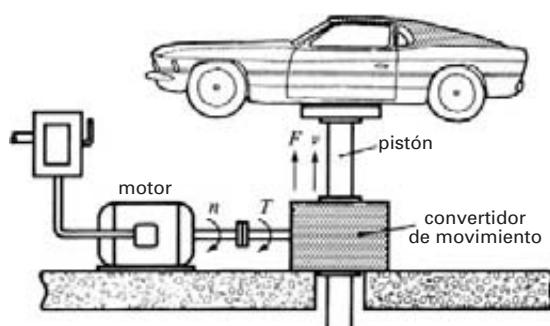


Figura 3.15
Conversión de movimiento rotatorio en movimiento lineal.

donde

$$n = \text{velocidad de rotación [r/min]}$$

$$T = \text{momento de torsión o par [N·m]}$$

$$9.55 = \text{una constante (valor exacto} = 30/\pi)$$

$$F = \text{fuerza [N]}$$

$$v = \text{velocidad lineal [m/s]}$$

Ejemplo 3-13

Se requiere una fuerza de 25 kN para jalar un tren eléctrico a una velocidad de 90 km/h. El motor a bordo de la locomotora gira a 1200 r/min. Calcule el momento de torsión desarrollado por el motor.

Solución

$$nT = 9.55Fv \quad (3.16)$$

$$1200 T = 9.55 \times 25\,000 \times (90\,000/3600)$$

$$T = 4974 \text{ N·m} = 5 \text{ kN·m}$$

3.15 Calor y temperatura

Siempre que se aplica calor a un cuerpo, éste recibe energía térmica. Por esta razón, el calor es una forma de energía y la unidad SI es el joule.

¿Qué sucede cuando un cuerpo recibe este tipo de energía? En primer lugar, los átomos del cuerpo vibran con más intensidad. En segundo lugar, su temperatura aumenta, un hecho que podemos verificar tocándolo u observando la lectura de un termómetro.

Con una cantidad dada de calor, el aumento de temperatura depende de la masa del cuerpo y del material del que está hecho. Por ejemplo, si aplicamos 100 kJ de calor a 1 kg de agua, la temperatura se eleva 24 °C. La misma cantidad de calor aplicada a 1 kg de cobre eleva su temperatura en 263 °C. Así, es obvio que el calor y la temperatura son dos cosas bastante diferentes.

Si eliminamos calor de un cuerpo, su temperatura se reduce. Sin embargo, la temperatura no puede reducirse más allá de un límite inferior. Este límite se llama *cero absoluto*. Corresponde a una temperatura de 0 kelvin o -273.15 °C. A cero absoluto todas las vibraciones atómicas cesan y el único movimiento que subsiste es el de los electrones en órbita.

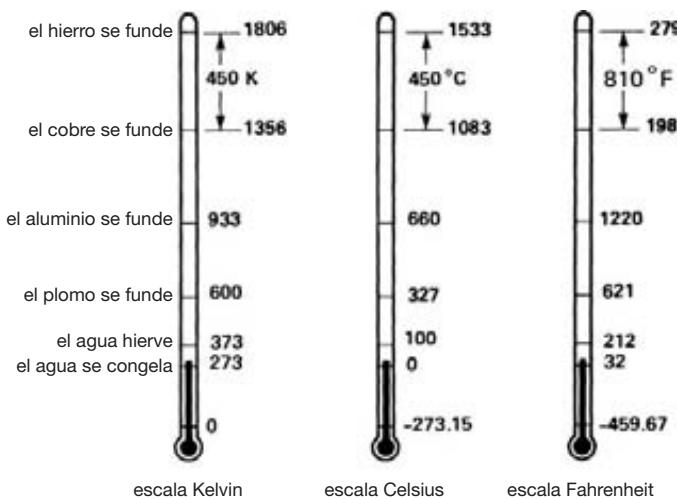


Figura 3.16
Escalas de temperatura.

3.16 Escalas de temperatura

El kelvin y el grado Celsius son las unidades SI de temperatura. La figura 3.16 muestra algunas relaciones interesantes entre las escalas de temperatura Kelvin, Celsius y Fahrenheit. Por ejemplo, el hierro se funde a 1806 K, 1533 °C o 2791 °F.

3.17 Calor requerido para elevar la temperatura de un cuerpo

La elevación de temperatura de un cuerpo depende del calor que recibe, de su masa y de la naturaleza del material. La relación entre estas cantidades está dada por la ecuación

$$Q = mc \Delta t \quad (3.17)$$

donde

Q = cantidad de calor aplicada a (o eliminada o sustraída de) un cuerpo [J]

m = masa del cuerpo [kg]

c = capacidad térmica específica del material del que está hecho el cuerpo [J/(kg·°C)]

Δt = cambio de temperatura [°C]

En la tabla AX2 del apéndice se proporciona la capacidad térmica específica de varios materiales.

Ejemplo 3-14

Calcule el calor requerido para elevar la temperatura de 200 L de agua de 10 a 70 °C, suponiendo que el tanque está perfectamente aislado (Fig. 3.17). La capacidad térmica específica del agua es de 4180 J/kg·°C, y un litro pesa 1 kg.

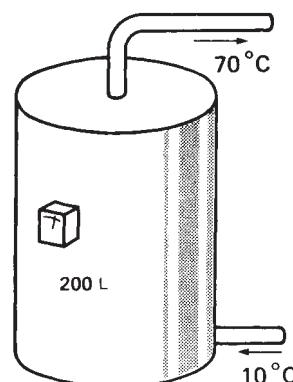


Figura 3.17
Calentador de agua eléctrico.

Solución

La masa de agua es de 200 kg y por lo tanto el calor requerido es

$$\begin{aligned} Q &= mc\Delta t \\ &= 200 \times 4180 \times (70 - 10) \\ &= 50.2 \text{ MJ} \end{aligned}$$

Remitiéndonos a la tabla de conversión de energía (vea el apéndice de este libro), encontramos que 50.2 MJ equivalen a 13.9 kW·h.

3.18 Transmisión de calor

En la tecnología de potencia eléctrica, muchos problemas están relacionados con el enfriamiento adecuado de dispositivos y máquinas. Esto, a su vez, requiere conocer el mecanismo mediante el cual se transfiere calor de un cuerpo a otro. En las secciones siguientes revisaremos brevemente la física elemental de transmisión de calor. También incluimos algunas ecuaciones simples pero útiles que nos permitirán determinar, con una razonable precisión, la pérdida de calor, la elevación de temperatura, y así sucesivamente, de equipo eléctrico.

3.19 Transferencia de calor por conducción

Si acercamos una llama a uno de los extremos de una barra de hierro, su temperatura sube debido a la vibración incrementada de sus átomos (Fig. 3.18). Esta vibración atómica se transmite de un átomo al siguiente, hasta el otro extremo de la barra. Por consiguiente, el extremo opuesto a la llama también se calienta, algo que todos hemos observado en alguna ocasión. De hecho, el calor se transfiere a lo largo de la barra mediante un proceso llamado *conducción*.

La tasa de transferencia de calor depende de la *conductividad térmica* del material. Así pues, el cobre es mejor conductor térmico que el acero, y el plástico y otros materiales no metálicos son malos conductores de calor.

La unidad SI de conductividad térmica es el watt por metro grado Celsius [W/(m·°C)]. En las tablas AX1 y AX2 del apéndice se proporciona la conductividad térmica de varios materiales comunes.

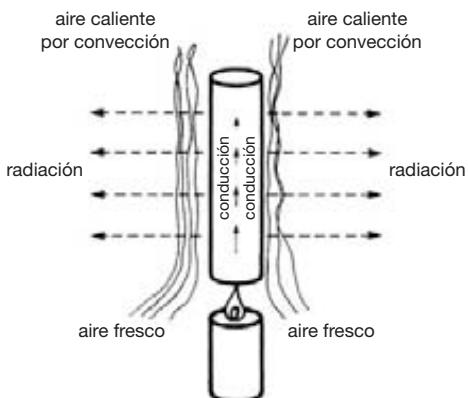


Figura 3.18

Transmisión de calor por convección, conducción y radiación.

Remitiéndonos a la figura 3.19, podemos calcular la potencia térmica transmitida a través de un cuerpo mediante la ecuación

$$P = \frac{\lambda A(t_1 - t_2)}{d} \quad (3.18)$$

donde

P = potencia (calor) transmitida [W]

λ = conductividad térmica del cuerpo [W/(m·°C)]

A = área de la superficie del cuerpo [m²]

$(t_1 - t_2)$ = diferencia de temperatura entre caras opuestas [°C]

d = espesor del cuerpo [m]

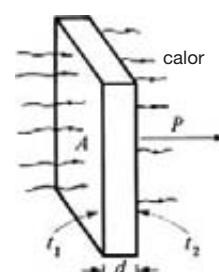


Figura 3.19

Transmisión de calor por conducción.

Ejemplo 3-15

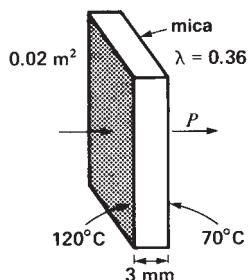
La diferencia de temperatura entre dos lados de una placa de mica es de 50 °C (Fig. 3.20). Si su área es de 200 cm² y su espesor de 3 mm, calcule en watts el calor que fluye por la placa.

Solución

De acuerdo con la tabla AX1, la conductividad térmica de la mica es de 0.36 W/m·°C. Así, la potencia térmica conducida es,

$$P = \frac{\lambda A(t_1 - t_2)}{d} \quad (3.18)$$

$$= \frac{0.36 \times 0.02(120 - 70)}{0.003} = 120 \text{ W}$$

**Figura 3.20**

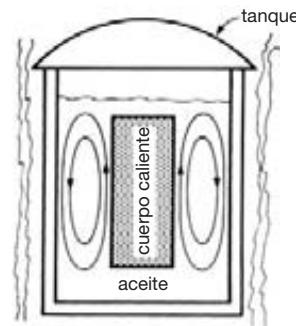
Placa de mica, ejemplo 3-15.

3.20 Transferencia de calor por convección

En la figura 3.18, el aire en contacto con la barra de aceite caliente se calienta y, al volverse más ligero, se eleva como el humo en una chimenea. A medida que el aire caliente se eleva, es reemplazado por aire más frío, el cual también se calienta. Debido a esto, se forma una corriente de aire continua alrededor de la barra que elimina su calor por un proceso llamado *convección natural*.

El proceso de convección puede acelerarse por medio de un ventilador para crear una rápida circulación de aire fresco. La transferencia de calor por *convección forzada* se utiliza en la mayoría de los motores eléctricos para obtener un enfriamiento eficiente.

La convección natural también ocurre cuando un cuerpo caliente se sumerge en un líquido, como el aceite. El aceite se calienta al entrar en contacto con el cuer-

**Figura 3.21**
Corrientes de convección en aceite.

po y se producen corrientes de convección que siguen la trayectoria mostrada en la figura 3.21. El aceite caliente entra en contacto con el tanque más frío, se enfria, se vuelve más pesado, se hunde hasta el fondo y se mueve hacia arriba otra vez para reemplazar el aceite más caliente. De esta manera, el calor disipado por el cuerpo pasa por convección hacia el tanque externo. El tanque, a su vez, pierde su calor por convección natural hacia el aire circundante.

3.21 Cálculo de las pérdidas por convección

La pérdida de calor por convección natural en aire está dada por la ecuación aproximada

$$P = 3A(t_1 - t_2)^{1.25} \quad (3.19)$$

donde

P = pérdida de calor por convección natural [W]

A = superficie del cuerpo [m]

t_1 = temperatura superficial del cuerpo [°C]

t_2 = temperatura ambiente del aire circundante [°C]

En el caso de convección *forzada*, como la producida por un ventilador, el calor eliminado está dado aproximadamente por

$$P = 1280 V_a(t_2 - t_1) \quad (3.20)$$

donde

P = pérdida de calor por convección forzada [W]

V_a = volumen de aire de enfriamiento [m³/s]

t_1 = temperatura del aire (fresco) que entra [°C]

t_2 = temperatura del aire (caliente) que sale [°C]

Sorpresivamente, la ecuación 3.20 también es válida cuando se utiliza hidrógeno, un gas mucho más liviano, como medio de enfriamiento.

Ejemplo 3-16

Un motor totalmente cerrado tiene un área de superficie externa de 1.2 m^2 . Cuando opera a plena carga, la temperatura de la superficie se eleva a 60°C en un ambiente de 20°C (Fig. 3.22). Calcule la pérdida de calor por convección natural.

Solución

$$\begin{aligned} P &= 3A(t_1 - t_2)^{1.25} \\ &= 3 \times 1.2(60 - 20)^{1.25} = 362 \text{ W} \end{aligned}$$

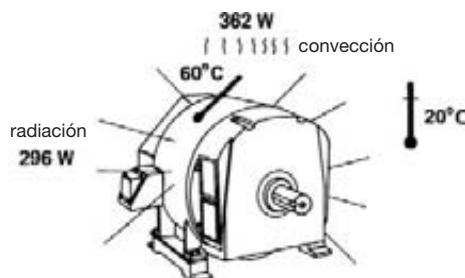


Figura 3.22

Pérdidas por convección y radiación en un motor totalmente cerrado.

Ejemplo 3-17

Un ventilador de 3.75 kW mueve $240 \text{ m}^3/\text{min}$ de aire por medio de un motor de 750 kW para extraer el calor. Si la temperatura de entrada es de 22°C y la de salida es de 31°C , estime las pérdidas en el motor.

Solución

Las pérdidas son llevadas por el aire circulante. Por consiguiente, las pérdidas son

$$\begin{aligned} P &= 1280 V_a(t_2 - t_1) \\ &= 1280 \times 240/60(31 - 22) = 46 \text{ kW} \\ &\quad (\text{aproximadamente}) \end{aligned}$$

3.22 Transferencia de calor por radiación

Todos hemos disfrutado del calor producido por los rayos del Sol. Esta energía térmica radiante posee las mismas propiedades que la luz, y atraviesa con facilidad el espacio vacío entre el Sol y la Tierra. La energía solar sólo se convierte en calor cuando los rayos del Sol encuentran un cuerpo sólido, como los objetos físicos y los seres vivos en la superficie de la Tierra. Los científicos descubrieron que todos los cuerpos irradian calor, incluso aquellos que son muy fríos. La cantidad de energía emitida depende de la temperatura del cuerpo.

Por otra parte, todos los cuerpos *absorben* energía radiante de los objetos que los rodean. La energía absorbida depende de la temperatura de los objetos circundantes. Por esta razón, existe un intercambio continuo de energía radiante entre los cuerpos materiales, como si cada uno fuera un Sol en miniatura. Se establece el equilibrio cuando la temperatura de un cuerpo es la misma que la del ambiente circundante. El cuerpo irradia entonces tanta energía como la que recibe y la radiación neta es cero. Por otra parte, si un cuerpo está más caliente que su ambiente, perderá calor continuamente por radiación, aun cuando se encuentre en el vacío.

3.23 Cálculo de pérdidas por radiación

El calor que un cuerpo pierde por radiación está dado por la ecuación

$$P = kA(T_1^4 - T_2^4) \quad (3.21)$$

donde

P = calor irradiado [W]

A = área de la superficie del cuerpo [m^2]

T_1 = temperatura absoluta del cuerpo [K]

T_2 = temperatura absoluta de los objetos circundantes [K]

k = una constante, que depende de la naturaleza de la superficie del cuerpo

En la tabla 3B se muestran los valores de k para superficies encontradas comúnmente en equipo eléctrico.

TABLA 3B CONSTANTES DE RADIACIÓN

Tipo de superficie	Constante k W/(m ² ·K ⁴)
plata pulida	0.2×10^{-8}
cobre brillante	1×10^{-8}
cobre oxidado	3×10^{-8}
pintura aluminizada	3×10^{-8}
Nicromo oxidado	2×10^{-8}
tungsteno	2×10^{-8}
hierro oxidado	4×10^{-8}
materiales aislantes	5×10^{-8}
pintura o esmalte no metálico	5×10^{-8}
emisor perfecto (cuerpo negro)	5.669×10^{-8}

Ejemplo 3-18

El motor del ejemplo 3-16 está recubierto con un esmalte no metálico. Calcule el calor perdido por radiación, sabiendo que todos los objetos circundantes están a una temperatura ambiente de 20 °C.

Solución

$$T_1 = \text{temperatura de la superficie} = 60^\circ\text{C}$$

$$\text{o } (273.15 + 60) = 333\text{ K}$$

$$T_2 = \text{temperatura circundante} = 20^\circ\text{C}$$

$$\text{o } (273.15 + 20) = 293\text{ K}$$

De acuerdo con la tabla 3B, $k = 5 \times 10^{-8}$ W/(m²·K⁴). Por lo tanto, la potencia perdida por radiación es,

$$P = kA(T_1^4 - T_2^4) \quad (3.21)$$

$$= 5 \times 10^{-8} \times 1.2(333^4 - 293^4)$$

$$= 296\text{ W (aproximadamente)}$$

Es interesante señalar que el motor disipa casi tanto calor por radiación (296 W) que por convección (362 W).

Preguntas y problemas*Nivel práctico*

- 3-1 Un bloque de cemento tiene una masa de 40 kg. ¿Cuál es la fuerza de gravedad que actúa sobre él? ¿Qué fuerza se requiere para levantarlo?
- 3-2 ¿Cuánta energía se requiere para levantar un saco de harina de 75 kg a una altura de 4 m?

- 3-3 Dé la unidad SI y el símbolo SI correspondiente para las siguientes cantidades:

fuerza	trabajo
presión	área
masa	temperatura
energía térmica	potencia térmica
energía mecánica	potencia mecánica
energía eléctrica	potencia eléctrica

- 3-4 Al apretar un tornillo, un mecánico ejerce una fuerza de 200 N en el extremo de una llave de tuercas de 0.3 m de largo. Calcule el momento de torsión o par que ejerce.
- 3-5 El motor de un automóvil desarrolla un momento de torsión de 600 N·m a una velocidad de 4000 r/min. Calcule el rendimiento o eficiencia de potencia en watts y en caballos de fuerza.
- 3-6 Una grúa levanta una maza de 600 lb a una altura de 200 pies en 15 s. Calcule la potencia en watts y en caballos de fuerza.
- 3-7 Un motor eléctrico absorbe 120 kW de la línea y pierde 20 kW. Calcule
- El rendimiento de potencia del motor [kW] y [hp]
 - La eficiencia del motor
 - La cantidad de calor liberado [Btu/h]
- 3-8 Un volante tiene un momento de inercia de 500 lb·pie². Calcule su energía cinética cuando gira a 60 r/min.
- 3-9 El rotor de un motor de inducción tiene un momento de inercia de 5 kg·m². Calcule la energía necesaria para cambiar la velocidad
- de cero a 200 r/min
 - de 200 r/min a 400 r/min
 - de 3000 r/min a 400 r/min
- 3-10 Nombre las tres formas en las que el calor es transportado de un cuerpo a otro.
- 3-11 Un motor desarrolla un momento de torsión en el sentido de las manecillas del reloj de 60 N·m, y la carga desarrolla un momento de torsión en sentido contrario al de las manecillas del reloj de 50 N·m.
- Si esta situación persiste durante cierto tiempo, ¿la dirección de rotación será en el sentido de las manecillas del reloj o en sentido contrario?
 - ¿Qué valor de momento de torsión o par del motor se requiere para mantener la velocidad constante?

- 3-12 Un motor impulsa una carga en el sentido de las manecillas del reloj a 1000 r/min. El motor desarrolla un momento de torsión en el sentido de las manecillas del reloj de 12 N·m y la carga ejerce un momento de torsión en sentido contrario al de las manecillas del reloj de 15 N·m.
- ¿Aumentará o disminuirá la velocidad?
 - Si persiste esta situación durante cierto tiempo, ¿en qué dirección girará el eje?
- 3-13 Remitiéndose a la figura 3.12, si $T_M = 40 \text{ N}\cdot\text{m}$, ¿cuál es la potencia suministrada por el motor?
- 3-14 Remitiéndose a la figura 3.13, si $T_M = 40 \text{ N}\cdot\text{m}$ y $n_1 = 50 \text{ r/min}$, calcule la potencia suministrada por el motor.
- 3-15 Remitiéndose a la figura 3.14, si $T_M = 40 \text{ N}\cdot\text{m}$ y $n_2 = 50 \text{ r/min}$, calcule la potencia recibida por el motor.

Nivel intermedio

- 3-16 Durante una prueba de freno prony en un motor (vea la figura 3.4), se tomaron las siguientes lecturas de peso y velocidad:

$$P_2 = 5 \text{ lbf} \quad P_1 = 28 \text{ lbf}$$

$$n = 1160 \text{ r/min}$$

Si el diámetro de la polea es de 12 pulgadas, calcule el rendimiento de potencia del motor en kilowatts y caballos de fuerza.

- 3-17 Un motor impulsa un volante que tiene un momento de inercia de $5 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$. La velocidad se incrementa de 1600 r/min a 1800 r/min en 8 s. Calcule
- el momento de torsión desarrollado por el motor [N·m]
 - la energía en el volante a 1800 r/min [kJ]
 - la potencia del motor [W] a 1600 r/min
 - la entrada de potencia [W] al volante a 1750 r/min
- 3-18 Un motor cd acoplado a un molino grande desarrolla 120 hp a una velocidad constante de 700 r/min. El momento de inercia de las partes rotatorias es de $2500 \text{ lb}\cdot\text{pie}^2$.
- Calcule el momento de torsión [N·m] desarrollado por el motor.
 - Calcule el momento de torsión del motor [N·m] requerido para que la velocidad se incremente a 750 r/min en 5 s.

(Nota: el momento de torsión ejercido por el molino permanece constante.)

- 3-19 El motor eléctrico de un autobús eléctrico desarrolla una potencia de 80 hp a 1200 r/min cuando sube una cuesta a una velocidad de 30 millas por hora. Suponiendo que las pérdidas en los engranajes son mínimas, calcule lo siguiente:
- El momento de torsión o par desarrollado por el motor [N·m]
 - La fuerza que se opone al movimiento del autobús [N]
- 3-20 Calcule el calor [MJ] requerido para elevar la temperatura de 100 kg de cobre de 20 °C a 100 °C.
- 3-21 Repita el problema 3-20 para 100 kg de aluminio.
- 3-22 El motor de la figura 3.23 impulsa un malacate que eleva una masa m de 800 kg a una velocidad uniforme de 5 m/s. La polea tiene un radio de 20 cm. Calcule el momento de torsión [N·m] y la velocidad [r/min] del motor.

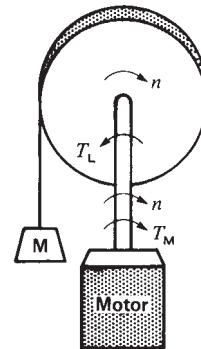


Figura 3.23
Malacate eléctrico, problema 3-22.

- 3-23 Si la velocidad de elevación del problema 3-22 se reduce a 1 m/s, calcule la nueva velocidad [r/min] y el momento de torsión [pie-lbf] del motor.

Aplicación industrial

- 3-24 ¿Cuántos Btus se requieren para elevar la temperatura de un depósito de 50 galones (U.S.) de agua, de 55 °F a 180 °F, suponiendo que el tanque está perfectamente aislado? ¿Cuánto

- tiempo se requerirá si se calienta el tanque con un calentador eléctrico de 2 kW?
- 3-25 Un gran transformador instalado bajo techo está pintado de color negro no metálico. Si lo pintamos con pintura de aluminio, ¿afectará esto la temperatura del transformador? De ser así, ¿se calentará o se enfriará más?
- 3-26 Un piso de cemento calentado eléctricamente cubre un área de $100 \text{ m} \times 30 \text{ m}$. La temperatura de la superficie es de 25°C y la temperatura ambiente es de 23°C . ¿Aproximadamente cuánto calor emite, en kilowatts? *NOTA:* desde el punto de vista de radiación de calor, el cemento se considera aislante.
- 3-27 El cable y otros componentes eléctricos en el interior de un gabinete de lámina metálica disipan un total de 2 kW. Un ventilador que está dentro del gabinete mantiene la temperatura interior a un nivel uniforme. El gabinete tiene 4 pies de ancho, 8 pies de altura y 2 pies de profundidad, y está totalmente cerrado. Suponiendo que todos los lados del gabinete, excepto el fondo, irradian calor por convección y radiación, calcule la temperatura dentro del gabinete si la temperatura ambiente es de 30°C . El gabinete está pintado con esmalte no metálico.

PARTE DOS

Máquinas eléctricas y transformadores

CAPÍTULO 4

Generadores de corriente directa (CD)

4.0 Introducción

Iniciaremos nuestro estudio de la maquinaria rotatoria con el generador de corriente directa. Los generadores de cd ya no son tan comunes como lo eran antes, porque la corriente directa, cuando se requiere, es producida principalmente por rectificadores electrónicos. Estos rectificadores pueden convertir la corriente de un sistema de corriente alterna en corriente directa sin utilizar ninguna parte móvil. No obstante, el conocimiento de los generadores de cd es importante porque representa una introducción lógica al comportamiento de los motores de cd. De hecho, muchos motores cd en la industria operan como generadores durante períodos breves.

Los motores y generadores cd se construyen de la misma manera; así pues, cualquier generador cd puede operar como motor y viceversa. Debido a su construcción similar, las propiedades fundamentales de los generadores y motores son idénticas. Por consiguiente, todo lo que aprendamos acerca de un generador de cd podemos aplicarlo directamente a un motor de cd.

Comenzaremos este capítulo con los principios básicos de un generador de dos polos que opera sin carga. Veremos la importancia de la posición de las escobillas y definiremos el significado de *punto neutro*. Demostraremos cómo se genera el voltaje inducido y qué determina su magnitud.

Posteriormente estudiaremos el comportamiento del generador sometido a carga. Analizaremos el par o momento de torsión mecánico, la dirección del flujo de corriente y la importancia de la reacción de la armadura. Después abordaremos la necesidad de polos commutadores y el problema de saturación en su punta.

Luego analizaremos los principales tipos de generadores cd y sus características de regulación de voltaje.

Terminaremos el capítulo con una descripción de la construcción física real de las máquinas cd, incluidos los diseños de polos múltiples.

4.1 Generación de voltaje de ca

Aunque aparentemente no viene al caso, el estudio de un generador de corriente directa (cd) tiene que iniciarse con un conocimiento del generador de corriente alterna (ca). La razón es que el voltaje producido en cualquier generador cd es inherentemente alterno y sólo se transforma en cd una vez que ha sido rectificado por el commutador.

La figura 4.1 muestra un generador ca elemental compuesto de una bobina que gira a 60 r/min entre los polos N, S de un imán permanente. La rotación es producida por una fuerza propulsora externa, como un motor (no se muestra). La bobina está conectada a dos anillos colectores montados en el eje. Los anillos colectores están conectados a una carga externa por medio de dos escobillas estacionarias x y y.

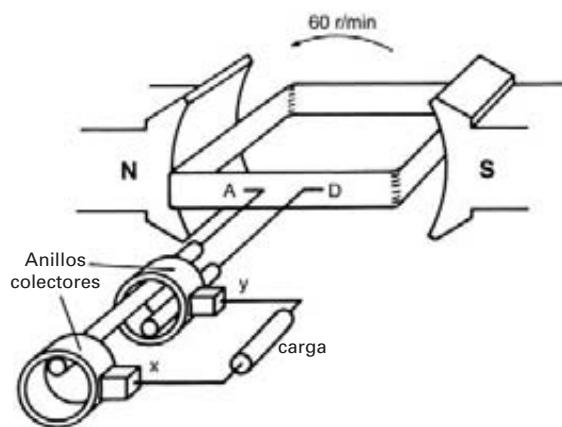
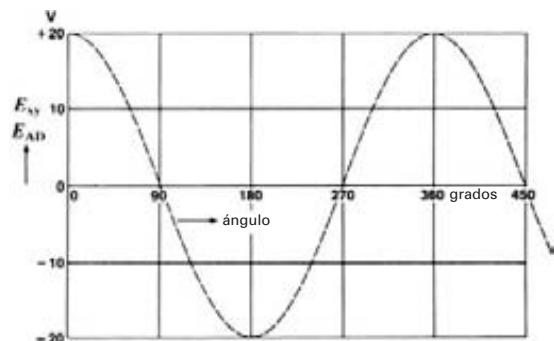
**Figura 4.1**

Diagrama esquemático de un generador ca elemental que gira a una revolución por segundo.

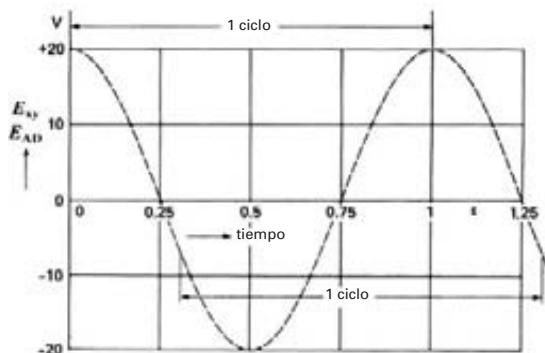
Conforme gira la bobina, se induce un voltaje (Ec. 2.25) entre sus terminales A y D. Este voltaje aparece entre las escobillas y, por consiguiente, a través de la carga. El voltaje se genera porque los conductores de la bobina atraviesan el flujo producido por los polos N, S. Por lo tanto, el voltaje inducido es el máximo (unos 20 V) cuando la bobina está momentáneamente en la posición horizontal, como se muestra. Ningún flujo es atravesado cuando la bobina está momentáneamente en la posición vertical; de este modo, el voltaje es cero en estos instantes. Otra característica del voltaje es que su polaridad cambia cada vez que la bobina realiza una media vuelta. Por ello, el voltaje se puede representar como una función del ángulo de rotación

**Figura 4.2**

Voltaje inducido en el generador de ca como una función del ángulo de rotación.

(Fig. 4.2). La forma de onda depende de la forma de los polos N, S. Asumimos que éstos fueron diseñados para generar la onda sinusoidal mostrada.

La bobina de este ejemplo gira a una velocidad uniforme, por lo que cada ángulo de rotación corresponde a un intervalo de tiempo específico. Como la bobina da una vuelta por segundo, el ángulo de 360° de la figura 4.2 corresponde a un intervalo de un segundo. Por lo tanto, también podemos representar el voltaje inducido como una función del tiempo (Fig. 4.3).

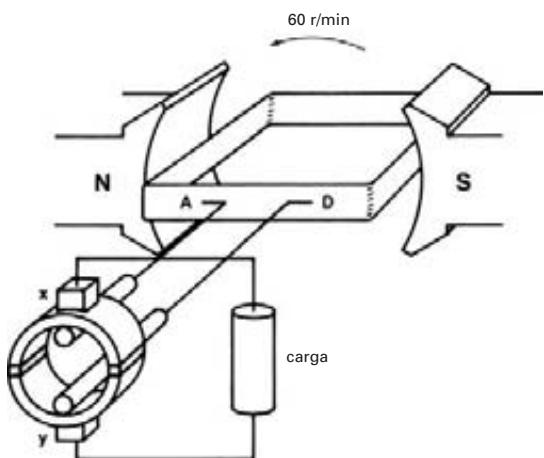
**Figura 4.3**

Voltaje inducido como una función del tiempo.

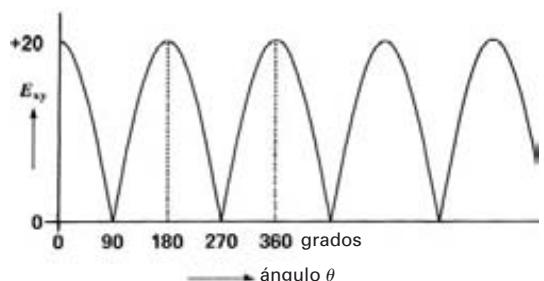
4.2 Generador de corriente directa

Si las escobillas que aparecen en la figura 4.1 se pudieran cambiar de un anillo colector al otro cada vez que la polaridad estuviera a punto de cambiar, obtendríamos un voltaje de polaridad constante a través de la carga. La escobilla x siempre sería positiva y la y negativa. Podemos obtener este resultado por medio de un *comutador* (Fig. 4.4). En su forma más simple, un comutador se compone de un anillo colector cortado a la mitad, con cada segmento aislado del otro así como del eje. Un segmento se conecta al extremo A de la bobina y el otro al extremo D. El comutador gira junto con la bobina y el voltaje entre los segmentos es captado por dos escobillas estacionarias x y y.

El voltaje entre las escobillas x y y pulsa pero nunca cambia de polaridad (Fig. 4.5). El voltaje alterno en las bobinas es rectificado por el comutador, el cual actúa como un interruptor de inversión mecánica.

**Figura 4.4**

Un generador de cd elemental es simplemente un generador ca equipado con un rectificador mecánico llamado *conmutador*.

**Figura 4.5**

El generador de cd elemental produce un voltaje de cd pulsante.

Debido a la polaridad constante entre las escobillas, la corriente de la carga externa siempre fluye en la misma dirección. La máquina representada en la figura 4.4 se llama *generador de corriente directa o dinamo*.

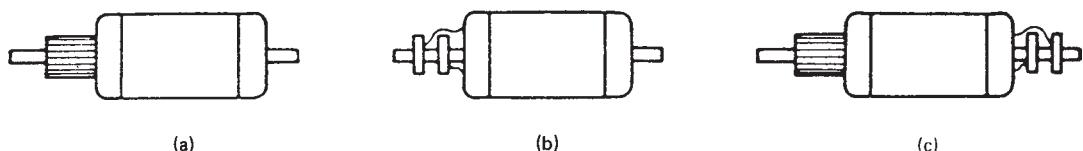
4.3 Diferencia entre generadores ca y cd

Los generadores ca y cd elementales mostrados en las figuras 4.1 y 4.4 están construidos básicamente de la misma manera. En cada caso, una bobina gira entre los polos de un imán y se induce un voltaje de ca en ella. Las máquinas sólo difieren en la forma en que las bobinas están conectadas al circuito externo (Fig. 4.6): los generadores ca llevan anillos colectores (Fig. 4.6b), en tanto que los generadores cd requieren un conmutador (Fig. 4.6a). En ocasiones se construyen máquinas pequeñas con anillos colectores y un conmutador (Fig. 4.6c). Tales máquinas pueden funcionar al mismo tiempo como generadores ca y cd.

4.4 Mejoramiento de la forma de onda

Volviendo al generador de cd, podemos mejorar el voltaje de cd pulsante mediante cuatro bobinas y cuatro segmentos, como se ve en la figura 4.7. La forma de onda resultante se da en la figura 4.8. El voltaje continúa pulsando pero no cae a cero; se approxima más a un voltaje de cd constante.

Incrementando el número de bobinas y segmentos, podemos obtener un voltaje de cd muy uniforme. Los generadores de cd modernos producen voltajes con fluctuaciones de menos de 5 por ciento. Las bobinas están alojadas en las ranuras de un cilindro de hierro laminado. Las bobinas y el cilindro constituyen la *armadura* de la máquina. La fluctuación en porcentaje es la relación del valor RMS o eficaz del componente de ca del voltaje al componente de ca, expresada en porcentaje.

**Figura 4.6**

Las tres armaduras (a), (b) y (c) tienen devanados idénticos. Según cómo estén conectadas (a anillos colectores o a un conmutador), se obtiene un voltaje de ca o cd.

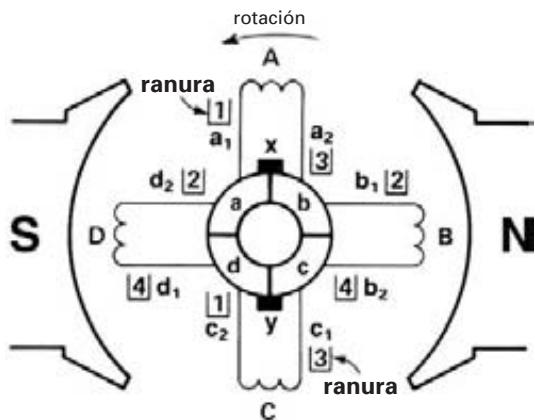
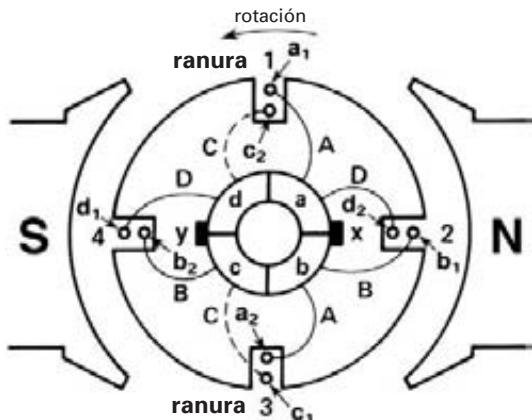
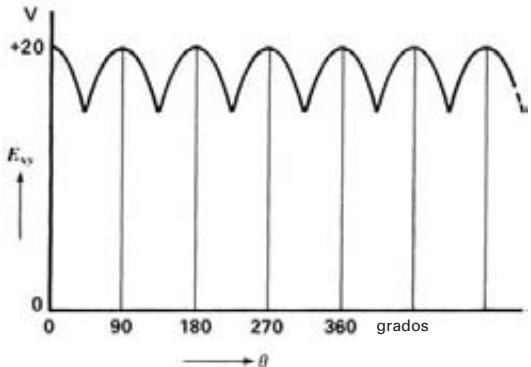
**Figura 4.7**

Diagrama esquemático de un generador cd de cuatro bobinas y 4 barras comutadoras. Vea la figura 4.9.

**Figura 4.9**

Construcción física real del generador mostrado en la figura 4.7. La armadura tiene 4 ranuras, 4 bobinas y 4 barras comutadoras.

**Figura 4.8**

El voltaje entre las escobillas es más uniforme que en la figura 4.5.

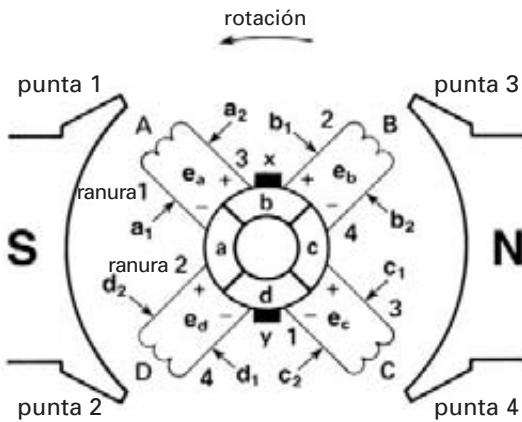
Es importante entender el significado físico de la figura 4.7, porque utilizaremos dibujos similares para explicar el comportamiento de las máquinas de cd. Las cuatro bobinas mostradas en la figura son idénticas a la bobina mostrada en la figura 4.1. En el instante mostrado, la bobina A no está cortando ningún flujo y tampoco la bobina C. La razón es que los costados de estas dos bobinas están a la mitad entre los polos. Por otra parte, las bobinas B y D están cortando el flujo que proviene del centro de los polos N y S. Por consiguiente, el voltaje inducido en estas bobinas está a su valor máximo posible (unos 20 V). Ése también es el voltaje entre las escobillas en este instante particular.

Un diagrama como el de la figura 4.7 indica dónde están los costados de las bobinas individuales: entre los polos, debajo de los polos, cerca de las puntas de los polos, y así sucesivamente. Pero debemos recordar que los costados ($a_1, a_2; b_1, b_2$; etc.) de cada bobina en realidad se encuentran a 180° entre sí y no juntos como la figura 4.7 parece indicar.

La construcción real de esta *armadura* se muestra en la figura 4.9. Las cuatro bobinas están colocadas en cuatro ranuras. Cada bobina tiene dos costados, así que hay dos costados por ranura. De esta manera, cada ranura contiene los conductores de dos bobinas.

Por razones de simetría, las bobinas están arrolladas de modo que un costado se encuentra en la parte inferior de una ranura y el otro en la parte superior. Por ejemplo, en la figura 4.7 el costado a_1 está en la parte superior de la ranura 1, mientras que el a_2 está en la parte inferior de la ranura 3. Las conexiones de las bobinas a los segmentos del comutador son fáciles de seguir en esta armadura simple. Compare estas conexiones con las de la figura 4.9 para verificar que son las mismas. Observe también la posición real y la posición esquemática de las escobillas con respecto a los polos.

La figura 4.10 muestra la posición de las bobinas cuando la armadura se ha movido 45° . Los costados a_1, a_2 , de la bobina A barren más allá de la punta del polo 1 y la punta del polo 4. Los costados de la bobina C experimentan el mismo flujo porque están en las mismas ranuras que la bobina A. Por consiguiente, el voltaje e_a inducido en la bobina A es exactamente igual

**Figura 4.10**

Posición de las bobinas cuando la armadura de la figura 4.9 ha girado 45°.

que el voltaje e_c inducido en la bobina C. Observe, sin embargo, que la bobina A está descendiendo, mientras que la C está subiendo. Por lo tanto, las polaridades de e_a y e_c son opuestas, como se muestra.

El mismo razonamiento nos permite concluir que e_b y e_d son iguales y de polaridad opuesta. Esto significa que $e_a + e_b + e_c + e_d = 0$ en todo momento. Por ello, no fluirá corriente en el lazo cerrado formado por las cuatro bobinas. Esto es muy afortunado, porque cualquier corriente circulante produciría pérdidas I^2R .

El voltaje entre las escobillas es igual a $e_b + e_c$ (o $e_a + e_d$) en el instante mostrado, y corresponde al voltaje mínimo mostrado en la figura 4.8.

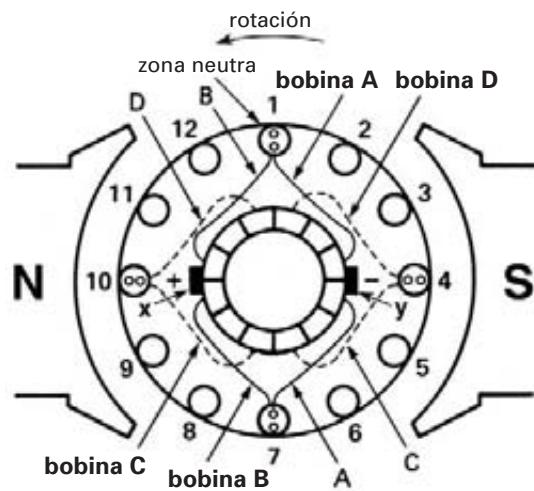
El devanado de la armadura que acabamos de describir recibe el nombre de *devanado de lazo* o *imbriado*. Es el tipo más común de devanado utilizado en generadores y motores de corriente directa.

4.5 Voltaje inducido

Las figuras 4.11a y 4.11b muestran una armadura más real que tiene 12 bobinas y 12 ranuras en lugar de 4. Cuando la armadura gira, el voltaje E inducido en cada conductor depende de la densidad de flujo que corta. Este hecho está basado en la ecuación

$$E = Blv \quad (2.25)$$

Como la densidad en el entrehierro varía de un punto a otro, el valor del voltaje inducido por bobina depende de su posición instantánea. Considere, por ejemplo, los voltajes inducidos en la armadura cuan-

**Figura 4.11a**

Construcción física de un generador de cd de 12 bobinas, 12 ranuras y 12 barras comutadoras.

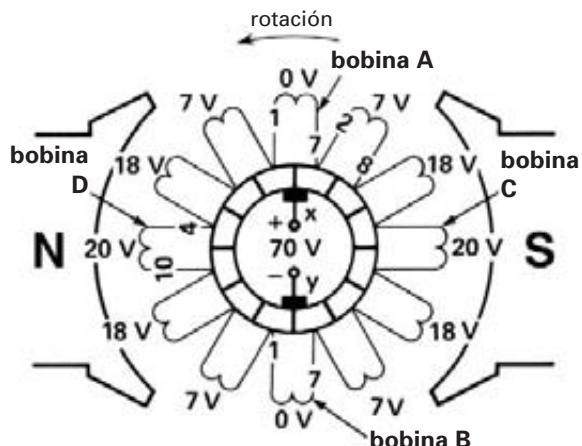
**Figura 4.11b**

Diagrama esquemático de la armadura y los voltajes inducidos en las 12 bobinas.

do ocupa la posición mostrada en la figura 4.11. Los conductores en las ranuras 1 y 7 están exactamente entre los polos, donde la densidad de flujo es cero. Por lo tanto, el voltaje inducido en las dos bobinas alojadas en las ranuras 1 y 7 es cero. Por otra parte, los conductores en las ranuras 4 y 10 están directamente debajo del centro de los polos, donde la densidad de flujo es máxima. Por consiguiente, el voltaje inducido en las dos bobinas alojadas en estas ranuras es

máximo. Finalmente, debido a la simetría magnética, el voltaje inducido en las bobinas alojadas en las ranuras 3 y 9 es igual que el inducido en las bobinas alojadas en las ranuras 5 y 11.

La figura 4.11b muestra el voltaje instantáneo inducido en cada una de las 12 bobinas de la armadura. Son 0, 7, 18 y 20 V, respectivamente. Observe que las escobillas ponen en cortocircuito las bobinas en las cuales el voltaje es momentáneamente cero.

Tomando en cuenta las polaridades, podemos ver que el voltaje entre las escobillas es $(7 + 18 + 20 + 18 + 7) = 70$ V, y la escobilla x es positiva con respecto a la y. Este voltaje permanece básicamente constante a medida que gira la armadura, porque el número de bobinas entre las escobillas siempre es el mismo, independientemente de la posición de la armadura.

Observe que la escobilla x de la figura 4.11b abarca dos segmentos del commutador que están conectados a la bobina A. Por consiguiente, la escobilla pone en cortocircuito la bobina A. Sin embargo, como el voltaje inducido en esta bobina es momentáneamente cero, no fluirá corriente por la escobilla. Lo mismo aplica para la escobilla y, la cual pone momentáneamente en cortocircuito la bobina B. Se dice que las escobillas están en la *posición neutra* cuando se encuentran colocadas sobre el commutador de modo que pongan en cortocircuito aquellas bobinas cuyo voltaje inducido sea momentáneamente cero. Ése es el caso en las figuras 4.11a y 4.11b.

Si moviéramos 30° la corona de escobillas (Fig. 4.12), el voltaje entre las escobillas sería $(0 + 7 + 18 + 20 + 18) = 63$ V.

Por lo tanto, si movemos las escobillas el voltaje de salida disminuye. Además, en esta posición, las escobillas ponen continuamente en cortocircuito las bobinas que generan 7 V. Grandes corrientes fluirán en las bobinas y escobillas en cortocircuito y se producirán chispas. Por lo tanto, cambiar la posición neutra de las escobillas reduce el voltaje entre éstas y al mismo tiempo provoca chisporroteo. Cuando se produce chisporroteo, se dice que la conmutación es deficiente.

4.6 Zonas neutras

Las zonas neutras son aquellos lugares en la superficie de la armadura donde la densidad de flujo es cero. Cuando el generador opera sin carga, las zonas neutras se encuentran exactamente entre los polos. No se inducen voltajes en una bobina que corta la zona neutra.

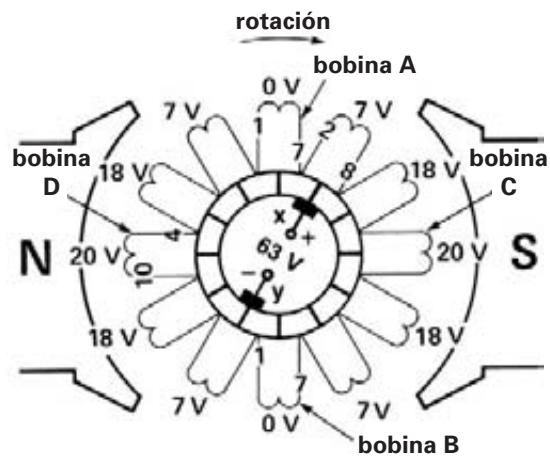


Figura 4.12

Moviendo las escobillas del punto neutro se reduce el voltaje de salida y se producen chispas.

Siempre debemos tratar de ajustar las escobillas de modo que estén en contacto con las bobinas que se encuentran momentáneamente en una zona neutra.

4.7 Valor del voltaje inducido

El voltaje inducido en un generador de cd que tiene un devanado imbricado o de lazo está dado por la ecuación

$$E_o = Zn\Phi/60 \quad (4.1)$$

donde

E_o = voltaje entre las escobillas [V]

Z = número total de conductores en la armadura

n = velocidad de rotación [r/min]

Φ = flujo por polo [Wb]

Esta importante ecuación muestra que para un generador dado el voltaje es directamente proporcional al flujo por polo y a la velocidad de rotación. La ecuación sólo es verdadera si las escobillas están en la posición neutra. Si se cambian de dicha posición, el efecto equivale a reducir el número de conductores Z.

Ejemplo 4-1

La armadura de un generador de 6 polos que gira a 600 r/min, tiene 60 ranuras. Cada bobina tiene 4 vueltas y el flujo por polo es de 0.04 Wb. Calcule el valor del voltaje inducido.

Solución

Cada vuelta corresponde a dos conductores en la armadura y se requieren 90 bobinas para llenar las 90 ranuras. El número total de conductores en la armadura es

$$Z = 90 \text{ bobinas} \times 4 \text{ vueltas/bobina} \\ \times 2 \text{ conductores/vuelta} = 720$$

La velocidad es $n = 600 \text{ r/min}$

Por consiguiente,

$$E_o = Zn\Phi/60 = 720 \times 600 \times 0.04/60 \\ = 288 \text{ V}$$

Por lo tanto, el voltaje entre las escobillas sin carga es de 288 V, siempre que las escobillas estén en la zona neutra.

4.8 Generador bajo carga: proceso de conversión de energía

Cuando un generador de corriente directa se encuentra sometido a carga, ocurren algunas relaciones fundamentales de flujo y corriente que están directamente relacionadas con el proceso de conversión de energía mecánica a energía eléctrica. Considere, por ejemplo, un generador de 2 polos impulsado en sentido contrario al de las manecillas del reloj mientras suministra corriente I a una carga (Fig. 4.13).

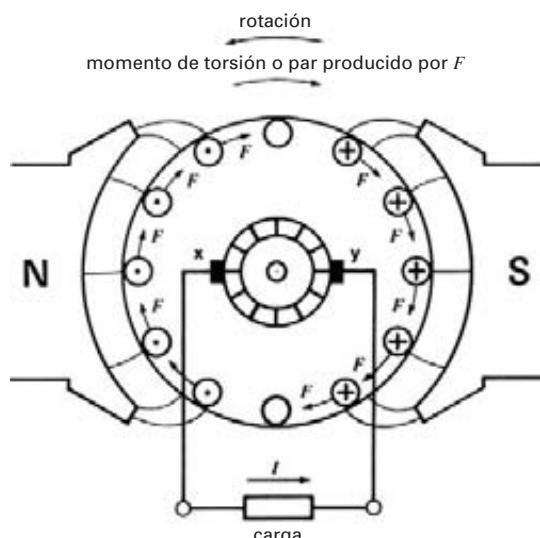


Figura 4.13

Proceso de conversión de energía. El momento de torsión o par electromagnético producido por F debe ser balanceado por el momento de torsión mecánico aplicado.

La corriente suministrada por el generador también fluye a través de todos los conductores de la armadura. Si pudiéramos ver el interior de la máquina, descubriríamos que la corriente siempre fluye en la misma dirección en los conductores que están momentáneamente debajo de un polo N. Lo mismo sucede en los conductores que están momentáneamente debajo de un polo S. Sin embargo, las corrientes que están debajo del polo N fluyen en la dirección opuesta a aquellas que están debajo de un polo S. En la figura 4.13 vemos que los conductores de la armadura debajo del polo S transportan corrientes que fluyen *hacia* la página, alejándose del lector. Por el contrario, las corrientes de la armadura debajo del polo N fluyen *de* la página *hacia* el lector.

Como los conductores quedan en un campo magnético, están sometidos a una fuerza, de acuerdo con la ley de Lorentz (secciones 2.22 y 2.23). Si examinamos la dirección de la corriente y la dirección del flujo, encontramos que todas las fuerzas individuales F en los conductores actúan en el sentido de las manecillas del reloj. De hecho, producen un momento de torsión que actúa en sentido *opuesto* a la dirección en la que el generador está siendo propulsado. Para mantener funcionando el generador, debemos ejercer un momento de torsión en el eje para vencer este momento de torsión electromagnético opuesto. La potencia mecánica resultante se convierte en potencia eléctrica, la cual es suministrada a la carga del generador. Así es como se lleva a cabo el proceso de conversión de energía.

4.9 Reacción de armadura

Hasta el momento, hemos considerado que sólo la fuerza magnetomotriz (fmm) que actúa en un generador de cd es la producida por el campo. Sin embargo, la corriente que fluye en las bobinas de la armadura también crea una poderosa fuerza magnetomotriz que distorsiona y debilita el flujo que proviene de los polos. Esta distorsión y este debilitamiento de campo ocurren en motores y generadores. El efecto producido por la fmm de la armadura se llama *reacción de armadura*.

Para entender el impacto de la fmm de la armadura, regresemos al generador sometido a carga (Fig. 4.13). Si consideramos la armadura sola, producirá un campo magnético como se muestra en la figura 4.14. Este campo actúa en ángulos rectos al campo producido por los polos N, S. La intensidad del flujo en la armadura depende de su fmm, la que a su vez depende de la corriente transportada por la armadura. Por lo tanto, contrario al flujo de campo, el flujo en la armadura no es constante sino que varía con la carga.

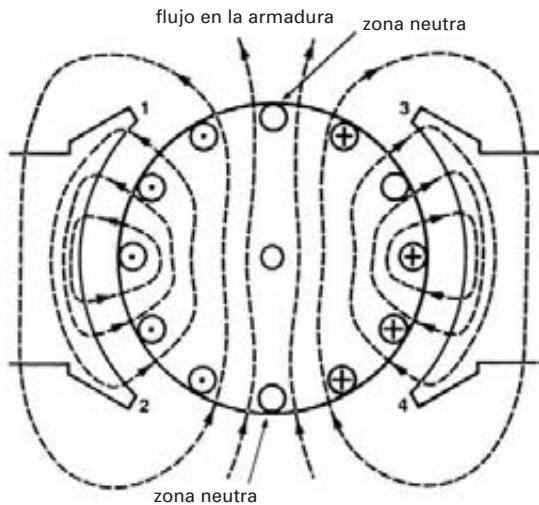


Figura 4.14
Campo magnético producido por la corriente que fluye en los conductores de la armadura.

De inmediato podemos prever que el flujo a través de la armadura ocasionará problemas. La figura 4.14 muestra que el flujo en la zona neutra ya no es cero, por lo que se inducirá un voltaje en las bobinas puestas en cortocircuito por las escobillas. El resultado puede ser un severo chisporroteo. La intensidad de éste dependerá del flujo a través de la armadura y, por ende, de la corriente a través de la carga suministrada por el generador.

El segundo problema creado por la fmm de la armadura es que distorsiona el flujo producido por los polos. De hecho, la combinación de la fmm de la armadura y la fmm del campo produce un campo magnético cuya forma se ilustra en la figura 4.15. Las zonas neutras cambiaron en la dirección de rotación de la armadura. Esto ocurre en todos los generadores cd.

La distorsión del flujo produce otro efecto más: la densidad de flujo más intensa en las puntas de los polos 2 y 3 provoca saturación. Por lo tanto, el incremento del flujo bajo las puntas de los polos 2 y 3 es menor que su disminución bajo las puntas de los polos 2 y 4. Como resultado, el flujo total producido por los polos N, S es menor que cuando el generador estaba funcionando sin carga. Esto provoca una reducción correspondiente en el voltaje inducido dado por la ecuación 4.1. En máquinas grandes, la reducción del flujo puede ser hasta de 10 por ciento.

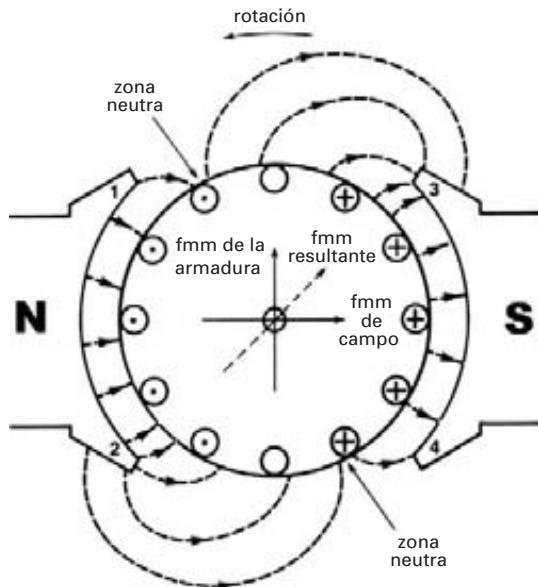


Figura 4.15
La reacción en la armadura distorsiona el campo producido por los polos N, S.

Es importante señalar que la orientación del flujo a través de la armadura permanece fija en el espacio; el flujo no gira con la armadura.

4.10 Cambio o ajuste de las escobillas para mejorar la conmutación

Debido al cambio de la zona neutra cuando el generador se encuentra bajo carga, podríamos mover las escobillas para reducir el chisporroteo.

En generadores, las escobillas se cambian a la nueva zona neutra moviéndolas en la dirección de la rotación. En motores, las escobillas se cambian contra la dirección de rotación.

En cuanto las escobillas son movidas, la conmutación mejora, con lo cual se producen menos chispas. Sin embargo, si la carga fluctúa, la fmm de la armadura aumenta y disminuye, por lo que la zona neutra cambia de una parte a otra entre las posiciones sin carga y de plena carga. Por consiguiente, tendríamos que mover las escobillas de una parte a otra para obtener conmutación sin chispas. Este procedimiento no es práctico, así que se utilizan otros medios para resolver el problema. Sin embargo, en máquinas cd pequeñas

las escobillas se colocan en una posición intermedia para garantizar una conmutación razonablemente buena en todas las cargas.

4.11 Polos comutadores

Para contrarrestar el efecto de la reacción de armadura en máquinas cd de mediana y gran potencia, siempre se colocan *polos comutadores** entre los polos principales (Fig. 4.16). Estos polos angostos llevan devanados que están conectados en serie a la armadura. El número de vueltas en los devanados está diseñado de modo que los polos desarrollen una fuerza magnetomotriz fmm_c igual y opuesta a la fuerza magnetomotriz fmm_a de la armadura. Conforme varía la corriente a través de la carga, las dos fuerzas magnetomotoras aumentan y disminuyen al mismo tiempo, compensándose exactamente en todo momento. Nulificando la fmm de la armadura de esta manera, el flujo en el espacio entre los polos principales siempre es cero, por lo que ya no tenemos que cambiar las escobillas. En la práctica, la

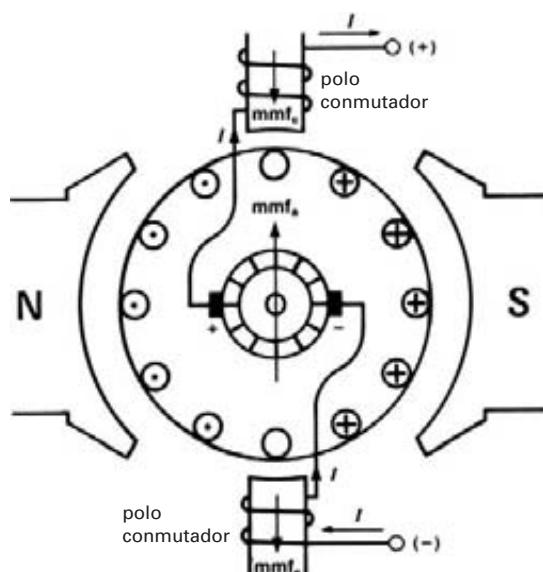


Figura 4.16

Los polos comutadores producen una fmm_c que se opone a la fmm_a de la armadura.

* Los polos comutadores también se conocen como *interpolos*.

fmm de los polos comutadores se hace un poco más grande que la de la armadura. Esto crea un pequeño flujo en la zona neutra, el cual ayuda al proceso de conmutación (vea la sección 4.28).

La figura 4.16 muestra cómo están conectados los polos comutadores de una máquina de 2 polos. La dirección de la corriente que fluye a través de los devanados indica claramente que la fmm de los polos comutadores actúa al contrario de la fmm de la armadura, por lo que neutraliza su efecto. Sin embargo, la neutralización está restringida a la angosta zona de las escobillas donde ocurre la conmutación. Desgraciadamente, la distribución del flujo distorsionado debajo de los polos principales permanece igual.

4.12 Generador con excitación independiente

Ahora que hemos aprendido algunos puntos básicos sobre generadores de cd, podemos estudiar los diversos tipos y sus propiedades. Así, en lugar de utilizar imanes permanentes para crear el campo magnético, podemos utilizar un par de electroimanes, llamados *polos de campo*, como se muestra en la figura 4.17. Cuando la corriente directa de campo de un generador como ese es suministrada por una fuente independiente (como una batería u otro generador, llamado *excitador* o *exitatriz*), se dice que el generador es *excitado independientemente*. De esta manera, en la figura 4.17 la fuente de cd conectada a las terminales **a** y **b** hace que fluya una corriente de excitación I_x . Si la armadura es impulsada por un motor eléctrico o un motor de diesel, aparece un voltaje E_o entre las terminales **x** y **y**.

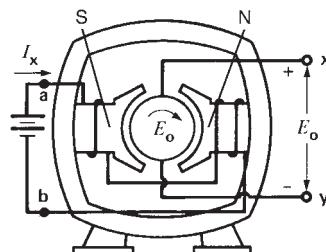


Figura 4.17

Generador de 2 polos con excitación independiente. Los polos N, S de campo son creados por la corriente que fluye en los devanados de campo.

4.13 Operación sin carga (o vacío) y curva de saturación

Cuando un generador de cd con excitación independiente funciona sin carga o en condiciones de vacío (circuito de la armadura abierto), un cambio en la corriente de excitación provoca un cambio correspondiente en el voltaje inducido. A continuación examinaremos la relación entre ambos.

Flujo de campo vs. corriente de excitación. Si elevamos gradualmente la corriente de excitación I_x , de modo que la fmm del campo se incremente, aumentará el flujo Φ por polo. Si trazamos Φ como una función de I_x , obtenemos la curva de saturación de la figura 4.18a. Esta curva se obtiene ya sea que el generador esté girando o no.

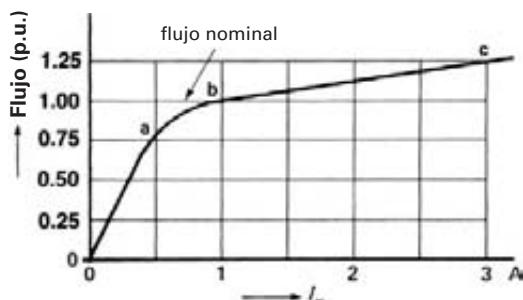


Figura 4.18a
Flujo por polo frente a la corriente de excitación.

Cuando la corriente de excitación es relativamente pequeña, el flujo es pequeño y el hierro de la máquina no está saturado. Se requiere muy poca fmm para establecer el flujo a través del hierro, por lo que la fmm desarrollada por las bobinas de campo está casi totalmente disponible para mover el flujo a través del entrehierro. Como la permeabilidad del aire es constante, el flujo se incrementa en proporción directa a la corriente de excitación, como lo muestra la porción lineal **0a** de la curva de saturación.

Sin embargo, conforme la corriente de excitación continúa elevándose, el hierro del campo y la armadura comienza a saturarse. Ahora se requiere un incremento grande de la fmm para producir un incremento pequeño del flujo, como lo muestra la porción **bc** de la curva. Ahora se dice que la máquina está saturada. La saturación del hierro comienza a cobrar importancia cuando alcanza la llamada “rodilla” **ab** de la curva de saturación.

¿Cómo se relaciona la curva de saturación con el voltaje inducido E_o ? Si hacemos funcionar el generador a una velocidad constante, E_o es directamente proporcional al flujo Φ . Por consiguiente, trazando E_o como una función de I_x , obtenemos una curva idéntica a la curva de saturación de la figura 4.18a. El resultado se muestra en la figura 4.18b; se llama *curva de saturación sin carga* del generador.

El voltaje nominal de un generador de cd casi siempre se encuentra un poco arriba de la rodilla de la curva. En la figura 4.18b, por ejemplo, el voltaje nominal es de 120 V. Variando la corriente de excitación, podemos variar el voltaje inducido como deseemos. Además, invirtiendo la corriente, el flujo se invertirá, así como la polaridad del voltaje inducido.

Voltaje inducido vs velocidad. Con una corriente de excitación dada, el voltaje inducido se incrementa en proporción directa a la velocidad, un resultado que se deduce de la ecuación 4.1.

Si invertimos la dirección de rotación, la polaridad del voltaje inducido también se invierte. No obstante, si invertimos tanto la corriente de excitación como la dirección de rotación, la polaridad del voltaje inducido no cambia.

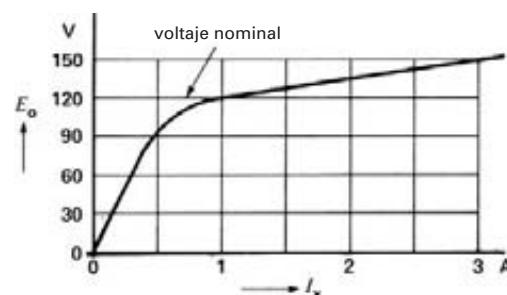
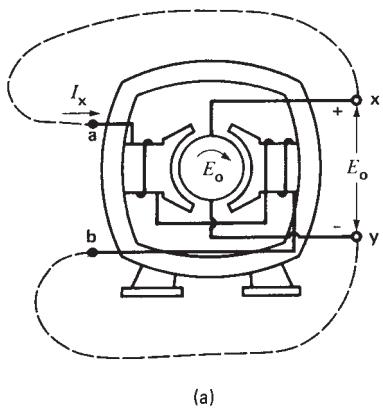


Figura 4.18b
Curva de saturación de un generador de cd.

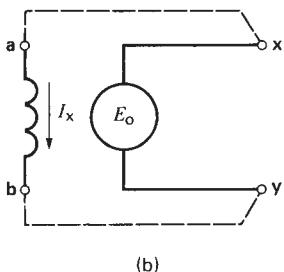
4.14 Generador en derivación (o shunt)

Un generador con excitación en derivación es una máquina cuyo devanado de campo en derivación está conectado en paralelo a las terminales de la armadura, de modo que el generador puede ser autoexcitado (Fig. 4.19). La ventaja principal de esta conexión es que elimina la necesidad de una fuente externa de excitación.

¿Cómo se logra la autoexcitación? Cuando se pone en marcha un generador en derivación, se induce un pe-



(a)



(b)

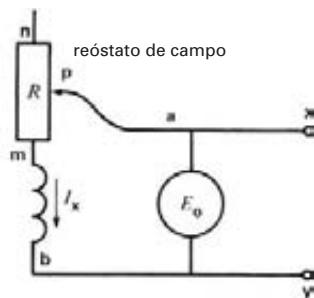
Figura 4.19

- a. Generador en derivación autoexcitado.
b. Diagrama esquemático de un generador en derivación. Un campo en derivación es aquel que está diseñado para conectarse en derivación (término alternativo de paralelo) al devanado de la armadura.

queño voltaje en la armadura, producido por el flujo remanente en los polos. Este voltaje produce una pequeña corriente de excitación I_x en el campo en derivación. La pequeña fmm resultante actúa en la misma dirección que el flujo remanente, y hace que el flujo por polo aumente. El flujo incrementado aumenta E_o , el cual incrementa I_x , ésta aumenta aún más el flujo, el cual incrementa aún más E_o , y así sucesivamente. Este incremento progresivo continúa hasta que E_o alcanza un valor máximo determinado por la resistencia del campo y el grado de saturación. Vea la siguiente sección.

4.15 Control de voltaje de un generador en derivación

Es fácil controlar el voltaje inducido de un generador con excitación en derivación. Simplemente variamos la corriente de excitación mediante un reóstato conectado en serie al campo en derivación (Fig. 4.20).

**Figura 4.20**

Control del voltaje del generador con un reóstato de campo. Un reóstato es un resistor con un contacto deslizable ajustable

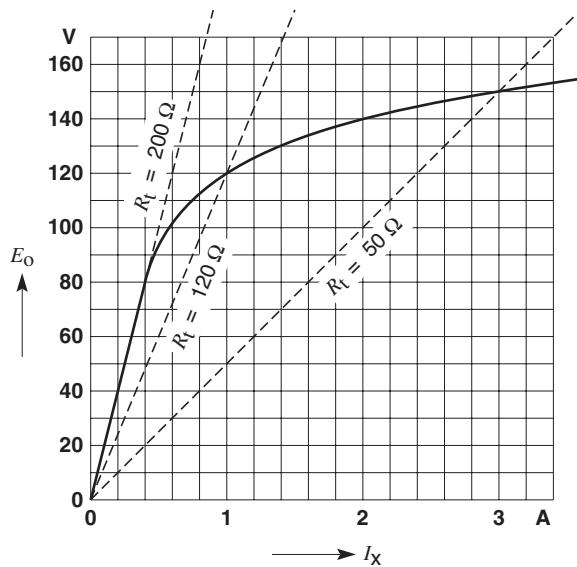
Para entender cómo varía el voltaje de salida, suponga que E_o es de 120 V cuando el contacto móvil **p** está en el centro del reóstato. Si movemos el contacto hacia el extremo **m**, la resistencia R_t entre los puntos **p** y **b** disminuye, lo que provoca que la corriente de excitación aumente. Esto incrementa el flujo y, por consiguiente, el voltaje inducido E_o . Por otra parte, si movemos el contacto hacia el extremo **n**, R_t aumenta, la corriente de excitación disminuye, el flujo disminuye y de esa manera E_o disminuirá.

Podemos determinar el valor sin carga de E_o si conocemos la curva de saturación del generador y la resistencia total R_t del circuito de campo en derivación entre los puntos **p** y **b**. Trazamos una línea recta correspondiente a la pendiente de R_t y la superponemos en la curva de saturación (Fig. 4.21). Esta línea punteada pasa por el origen, y el punto donde corta la curva da el voltaje inducido.

Por ejemplo, si el campo en derivación tiene una resistencia de 50Ω y el reóstato se coloca en el extremo **m**, entonces $R_t = 50 \Omega$. La línea correspondiente a R_t debe pasar por la coordenada $E = 50 \text{ V}$, $I = 1 \text{ A}$. Esta línea corta la curva de saturación por donde el voltaje es de 150 V (Fig. 4.21). Ése es el voltaje máximo que el generador en derivación puede producir.

Cambiando la colocación del reóstato, la resistencia total del circuito de campo se incrementa, y hace que E_o disminuya progresivamente. Por ejemplo, si R_t se incrementa a 120Ω , la línea de la resistencia corta la curva de saturación a un voltaje E_o de 120 V.

Si continuamos elevando R_t , se alcanzará un valor crítico donde la pendiente de la línea de resistencia es

**Figura 4.21**

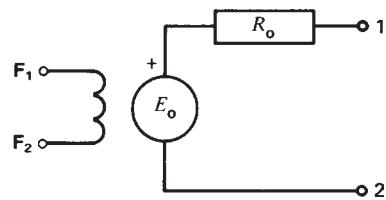
El voltaje sin carga depende de la resistencia del circuito de campo en derivación.

igual a la de la curva de saturación en su región no saturada. Cuando se alcanza esta resistencia, el voltaje inducido cae repentinamente a cero y permanecerá así con cualquier R_t mayor que este valor crítico. En la figura 4.21 la resistencia crítica corresponde a 200Ω .

4.16 Circuito equivalente

Hemos visto que el devanado de la armadura contiene un juego idéntico de bobinas, las cuales poseen cierta resistencia. La resistencia total de la armadura R_o es la que existe entre las terminales de la armadura cuando la máquina está detenida, y se mide en la superficie del commutador entre aquellos segmentos que quedan debajo de las escobillas (+) y (-). La resistencia casi siempre es muy pequeña, con frecuencia de menos de un centésimo de ohm. Su valor depende principalmente de la potencia y el voltaje del generador. Para simplificar el circuito del generador, podemos representar R_o como si estuviera en serie con una de las escobillas. Si la máquina tiene interópolos, la resistencia de estos devanados está incluida en R_o .

Por lo tanto, el circuito equivalente de un generador se compone de una resistencia R_o en serie con un voltaje E_o (Fig. 4.22). Éste es el voltaje inducido en los conductores rotatorios. Las terminales 1, 2 son las ter-

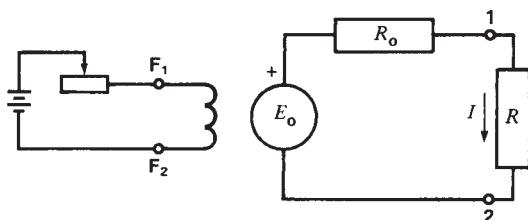
**Figura 4.22**

Círculo equivalente de un generador ca.

miales externas de la armadura de la máquina, y F_1 , F_2 son las terminales del devanado de campo. Con este circuito, a continuación estudiaremos los tipos más comunes de generadores de corriente directa y su comportamiento bajo carga.

4.17 Generador con excitación independiente bajo carga

Considere un generador con excitación independiente que es impulsado a velocidad constante y cuyo campo es excitado por una batería (Fig. 4.23). La corriente de excitación es constante y también el flujo resultante. Por lo tanto, el voltaje inducido E_o es fijo. Cuando la máquina funciona sin carga, el voltaje entre terminales E_{12} es igual al voltaje inducido E_o porque la caída de voltaje en la resistencia de la armadura es cero. Sin embargo, si conectamos una carga a través de la armadura (Fig. 4.23), la corriente resultante a través de la carga I ocasiona una caída de voltaje a través de la resistencia R_o . El voltaje entre terminales E_{12} ahora es menor que el voltaje inducido E_o . Conforme incrementamos la carga, el voltaje entre las terminales disminuye progresivamente, como se muestra en la figura 4.24. La gráfica del voltaje entre terminales como una función de la corriente a través de la carga se llama *curva de carga* del generador.

**Figura 4.23**

Generador con excitación independiente bajo carga.

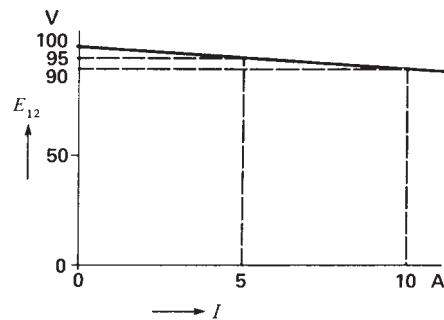


Figura 4.24
Característica de carga de un generador con excitación independiente.

En la práctica, el voltaje inducido E_o también disminuye un poco con la carga creciente, porque la saturación en la punta de los polos tiende a reducir el flujo a través del campo. Por consiguiente, el voltaje entre terminales E_{12} disminuye con más rapidez de lo que se puede atribuir a la resistencia de la armadura sola.

4.18 Generador en derivación bajo carga

El voltaje en las terminales de un generador en derivación autoexcitado disminuye más abruptamente al incrementarse la carga que el de un generador con excitación independiente. La razón es que la corriente de campo en una máquina con excitación independiente permanece constante, mientras que en un generador autoexcitado la corriente de excitación se reduce a medida que el voltaje en las terminales se reduce. En un generador autoexcitado, la caída de voltaje sin carga y a plena carga es aproximadamente de 15 por ciento del voltaje a plena carga, mientras que en un generador con excitación independiente casi siempre es de menos de 10 por ciento. Se dice que la *regulación de voltaje* es de 15 y 10%, respectivamente.

4.19 Generador compuesto

El generador compuesto fue desarrollado para evitar que el voltaje en las terminales de un generador de cd disminuyera al incrementarse la carga. Por lo tanto, aun cuando en general se puede tolerar una caída razonable del voltaje en las terminales conforme se incrementa la carga, éste es un efecto serio en circuitos de iluminación. Por ejemplo, el sistema de distribución de un buque suministra energía tanto a maquinaria de cd como a lámparas incandescentes. La corriente suministrada por el generador fluctúa continuamente, en

respuesta a las cargas variables. Estas variaciones de corriente producen cambios correspondientes en el voltaje en las terminales del generador, lo que provoca que las luces parpadeen. Los generadores compuestos eliminan este problema.

Un **generador compuesto** (Fig. 4.25a) es similar a un generador en derivación, excepto que tiene bobinas de campo adicionales conectadas en serie a la armadura. Estas bobinas de *campo en serie* se componen de varias vueltas de alambre grueso, suficientemente grande para transportar la corriente de la armadura. Por ello, la resistencia total de las bobinas en serie es pequeña. La figura 4.25b es un diagrama esquemático que muestra las conexiones de campo en derivación y en serie.

Cuando el generador funciona sin carga, la corriente de las bobinas en serie es cero. Las bobinas en derivación, sin embargo, transportan corriente de excitación I_x , la cual produce el flujo en el campo, justo como en un generador en derivación autoexcitado estándar. A medida que el generador se carga, el voltaje en las terminales tiende a disminuir, pero ahora la corriente de carga I_c fluye a través de las bobinas de campo en serie. La fmm desarrollada por estas bobinas actúa en la misma dirección que la fmm del campo en derivación. Por consiguiente, el flujo en el campo bajo carga se eleva por encima de su valor original sin carga, el cual eleva el valor de E_o . Si las bobinas en serie están diseñadas de manera adecuada, el voltaje en las terminales permanece prácticamente constante en

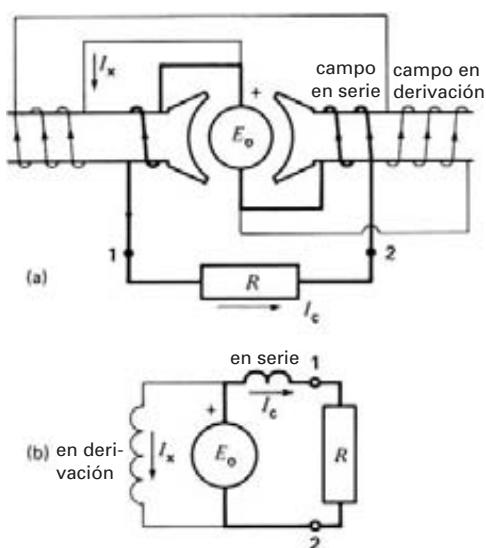


Figura 4.25
a. Generador compuesto bajo carga.
b. Diagrama esquemático.

condiciones sin carga y a plena carga. El aumento del voltaje inducido compensa la caída IR en la armadura.

En algunos casos tenemos que compensar no sólo la caída de voltaje en la armadura, sino también la caída IR en la línea de alimentación entre el generador y la carga. El fabricante del generador agrega entonces una o dos vueltas extra al devanado en serie para que el voltaje en las terminales se *incremente* a medida que aumente la corriente de carga. Tales máquinas se conocen como *generadores sobrecompuestos*. Si la composición es demasiado fuerte, se coloca una resistencia baja en paralelo con el campo en serie. Ésta reduce la corriente en el campo en serie y produce el mismo efecto que la reducción del número de vueltas. Por ejemplo, si el valor de la resistencia de *desviación* es igual al del campo en serie, la corriente en este último se reduce a la mitad.

4.20 Generador compuesto diferencial

En un *generador compuesto diferencial* la fmm del campo en serie actúa en sentido opuesto al campo en derivación. Como resultado, el voltaje en las terminales cae drásticamente a medida que se incrementa la carga. Podemos construir uno de estos generadores invirtiendo simplemente el campo en serie de un generador compuesto estándar. Anteriormente, los generadores compuestos diferenciales se utilizaban en soldadoras de arco cd, porque tendían a limitar la corriente en cortocircuito y a estabilizar el arco durante el proceso de soldadura.

La regulación de voltaje del generador compuesto diferencial que se muestra en la figura 4.26 es (sin carga – plena carga)/plena carga = $(100 - 70)/70 = 42.9\%$.

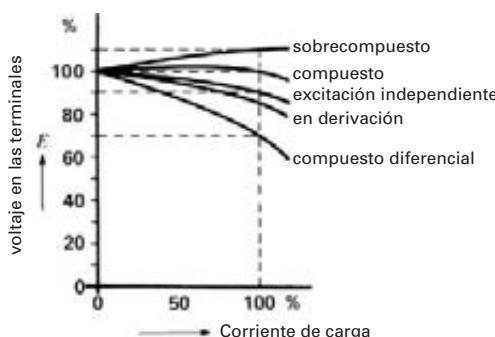


Figura 4.26
Características de carga típicas de generadores de cd.

4.21 Características de carga

En la figura 4.26 se dan las características de carga de algunos generadores en derivación y compuestos. El voltaje de un generador sobrecompuesto se incrementa en un 10% cuando se aplica toda la carga, mientras que el de un generador compuesto simple permanece constante. Por otra parte, el voltaje a plena carga de un generador en derivación es 15% más bajo que su valor sin carga, mientras que el de un generador compuesto diferencial es 30% más bajo.

4.22 Especificaciones del generador

La placa de identificación de un generador indica la potencia, el voltaje, la velocidad y otros detalles sobre la máquina. Estos parámetros, o *características nominales*, son los valores garantizados por el fabricante. Por ejemplo, en la placa de identificación de un generador de 100 kW aparece la siguiente información:

Potencia	100 kW	Velocidad	1200 r/min
Voltaje	250 V	Tipo	Compuesto
Corriente			
de excitación	20 A	Clase	B
Elevación			
de temperatura	50 °C		

Estas especificaciones nos indican que la máquina puede suministrar, de forma continua, una potencia de 100 kW a un voltaje de 250 V, sin exceder la elevación de temperatura de 50 °C. Por consiguiente, puede suministrar una corriente de carga de $100\ 000/250 = 400$ A. Posee un devanado en serie y la corriente en el campo en derivación es de 20 A. En la práctica, el voltaje en las terminales se ajusta a un valor cercano a su capacidad de 250 V. Podemos obtener cualquier cantidad de potencia del generador, en tanto no sobrepase los 100 kW y la corriente sea menor a 400 A. La designación clase B se refiere al tipo de aislante utilizado en la máquina.

CONSTRUCCIÓN DE GENERADORES DE CORRIENTE DIRECTA

Hemos descrito las características y propiedades básicas de los generadores de corriente directa. Ahora veremos la construcción mecánica de estas máquinas, prestando atención al campo, la armadura, el commutador y las escobillas.

4.23 Campo

El campo produce el flujo magnético en la máquina. Básicamente, es un electroimán estacionario que consta de un juego de polos salientes atornillados en el interior de un armazón circular (Figs. 4.27 y 4.28). Las bobinas de campo, montadas en los polos, transportan la corriente directa de excitación. Por lo general, el armazón es de acero fundido sólido, mientras que los polos se componen de laminaciones de hierro apiladas. En algunos generadores el flujo es creado por imanes permanentes.

Hasta ahora hemos considerado sólo generadores de 2 polos. Sin embargo, en la práctica, un generador o motor cd puede tener 2, 4, 6 o hasta 24 polos. El número de polos depende del tamaño físico de la máqui-

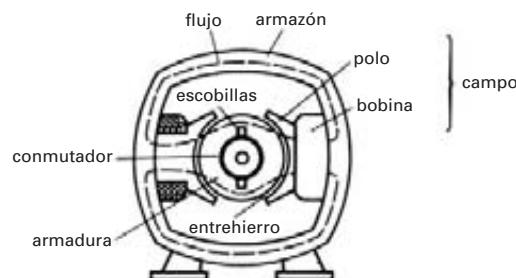


Figura 4.27
Sección transversal de un generador de dos polos.

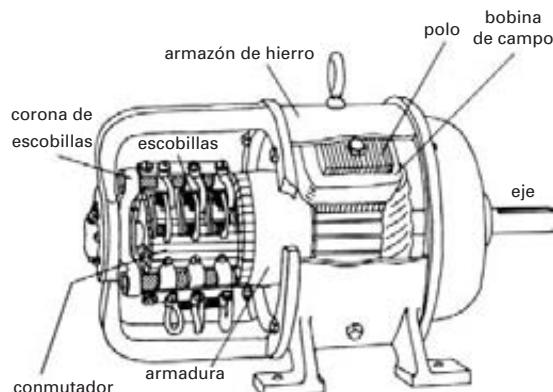


Figura 4.28
Vista en corte de un generador en derivación de 4 polos. Tiene 3 escobillas por juego.

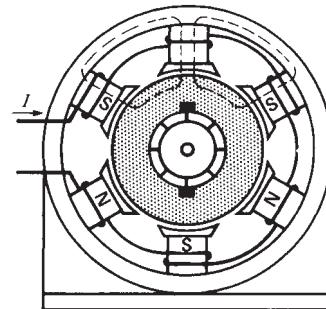


Figura 4.29
Los polos adyacentes de generadores de varios polos tienen polaridades magnéticas opuestas.

na: mientras más grande sea, más polos tendrá. Con un diseño de varios polos, podemos reducir las dimensiones y el costo de las máquinas grandes, y también mejorar su desempeño.

Las bobinas de campo de una máquina de varios polos están conectadas entre sí para que los polos adyacentes tengan polaridades magnéticas opuestas (Fig. 4.29). Las bobinas de campo en derivación se componen de varios cientos de vueltas de alambre que transportan una corriente relativamente pequeña. Las bobinas están aisladas de los polos para evitar cortocircuitos.

La fmm desarrollada por las bobinas produce un flujo magnético que pasa por los polos, el armazón, la armadura y el entrehierro. El entrehierro es el pequeño espacio entre la armadura y los polos. Varía de 1.5 a 5 mm conforme la capacidad del generador se incrementa de 1 a 100 kW.

Como la armadura y el campo están compuestos de materiales magnéticos de excelente permeabilidad, la mayor parte de la fmm producida por el campo se utiliza para impulsar el flujo a través del entrehierro. Por consiguiente, reduciendo su longitud, disminuye el tamaño de las bobinas de campo en derivación. Sin embargo, el entrehierro no puede hacerse demasiado pequeño porque el efecto de la reacción de armadura sería demasiado grande.

Si el generador tiene un campo en serie, las bobinas se enrollan en la parte superior de las bobinas de campo en derivación. El diámetro del conductor debe ser suficientemente grande para que el devanado no se sobrecaliente al transportar la corriente de plena carga del generador.

4.24 Armadura

La armadura es la pieza rotatoria de un generador de cd. Consiste en un conmutador, un núcleo de hierro y un juego de bobinas (Fig. 4.30). La armadura va montada en un eje por medio de una chaveta y gira entre los polos de campo. El núcleo de hierro se compone de laminaciones de hierro ranuradas y apiladas que forman un núcleo cilíndrico sólido. Las laminaciones están recubiertas individualmente con una película aislante para evitar que entren en contacto eléctrico entre sí. De esta manera se reducen las pérdidas por corrientes parásitas. Las ranuras están alineadas para proporcionar el espacio necesario para insertar los conductores de la armadura.

Los conductores de la armadura conducen la corriente de carga suministrada por el generador. Están aislados del núcleo de hierro por medio de varias capas de papel o mica y están firmemente sujetos en su lugar mediante tiras de fibra. Si la corriente de la armadura es de menos de 10 A, se utiliza alambre redondo; pero si excede los 20 A, se prefieren los conductores rectangulares porque aprovechan mejor el espacio disponible en las ranuras. En la figura 4.31 se muestra la laminación de una pequeña armadura. En la figura 4.32 se muestra una vista de corte transversal de las ranuras de una armadura grande.

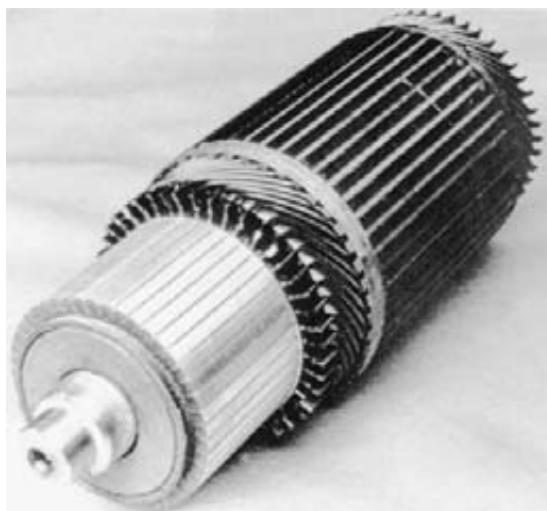


Figura 4.30

Armadura de un generador de cd que muestra el conmutador, las laminaciones apiladas, las ranuras y el eje. (Cortesía de General Electric Company, USA)

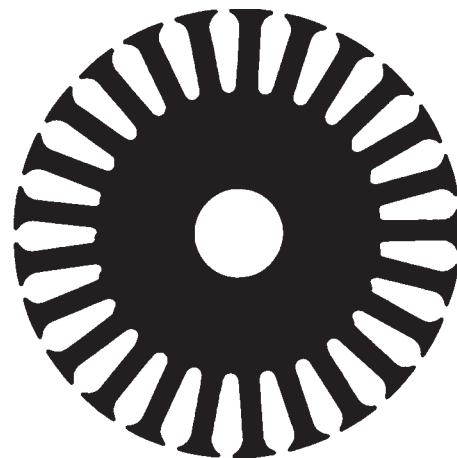


Figura 4.31

Laminaciones de armadura con ranuras ahusadas.

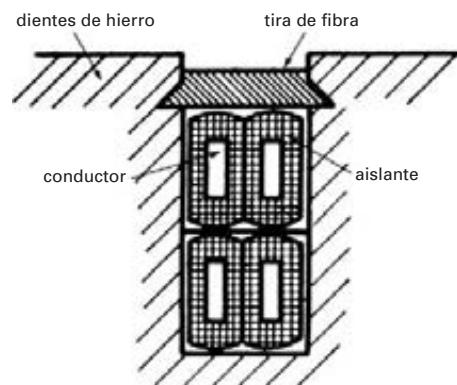


Figura 4.32

Corte transversal de una ranura que contiene 4 conductores.

4.25 Conmutador y escobillas

El conmutador se compone de un ensamble de segmentos de cobre ahusados, aislados entre sí por medio de hojas de mica y montados en el eje de la máquina (Fig. 4.33). Los conductores de la armadura están conectados al conmutador como veremos en la sección 4.26.

Es necesario tener mucho cuidado al construir el conmutador, ya que cualquier excentricidad hará que las escobillas reboten y se produzcan chispas indeseables. Las chispas queman las escobillas y sobrecalen- tan y carbonizan el conmutador.

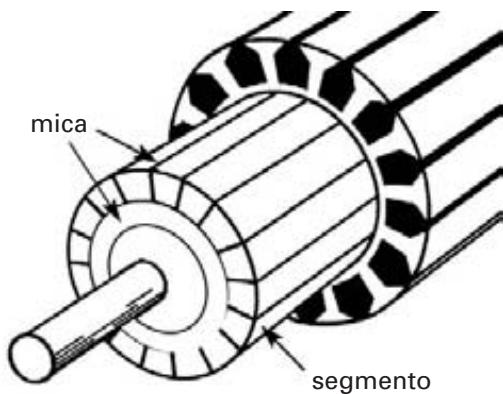


Figura 4.33
Comutador de una máquina de cd.

Un generador de 2 polos tiene dos escobillas fijas diametralmente opuestas entre sí (Fig. 4.34a). Se deslizan sobre el conmutador y garantizan un buen contacto eléctrico entre la armadura rotatoria y la carga externa estacionaria.

Las máquinas de varios polos poseen los mismos juegos de escobillas que polos. Los juegos de escobillas, a su vez, se componen de una o más escobillas, según la corriente que se tenga que conducir. En la figura 4.35c, por ejemplo, dos escobillas montadas una al lado de la otra forman el juego. Los juegos de escobillas están colocados a intervalos iguales alrededor del conmutador. Están sostenidos por una corona móvil que permite que todo el ensamblaje de escobillas sea girado un ángulo y luego fijado en la

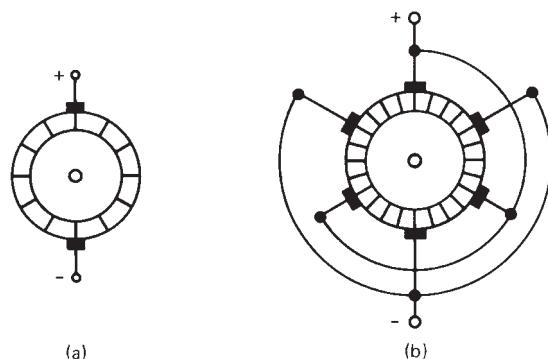


Figura 4.34
a. Escobillas de un generador de 2 polos.
b. Escobillas y conexiones de un generador de 6 polos.

posición neutra. Al deslizarse por el conmutador, los juegos sucesivos de escobillas tienen polaridades positivas y negativas. Las escobillas que tienen la misma polaridad están conectadas entre sí y los conductores se conectan a las terminales positiva y negativa (Fig. 4.34b).

Las escobillas son de carbón porque éste tiene una buena conductividad eléctrica y por su blandura no raya el conmutador. Para mejorar la conductividad, en ocasiones se mezcla una pequeña cantidad de cobre con el carbón. La presión de las escobillas se regula por medio de resortes ajustables. Si la presión es demasiado grande, la fricción produce un excesivo calentamiento del conmutador y las escobillas; por otra parte, si es demasiado débil, el contacto imperfecto

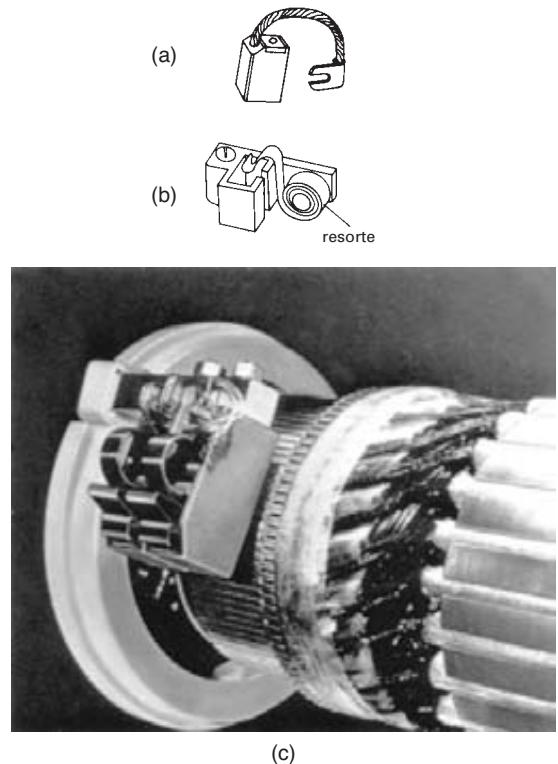


Figura 4.35
a. Escobilla de carbón y conductor de cobre ultraflexible.
b. Portaesobilla y resorte para ejercer presión.
c. Juego de dos escobillas montado en un balancín.
(Cortesía de General Electric Company, USA)

puede producir chispas. Por lo general, la presión es de aproximadamente 15 kPa (≈ 2 lb/pulg 2) y la densidad de corriente admisible es de aproximadamente 10 A/cm 2 (≈ 65 A/pulg 2). De este modo, una escobillad típica con sección transversal de 3 cm \times 1 cm (≈ 1.2 pulg \times 0.4 pulg) ejerce una presión de 4.5 N (≈ 1 lb) y puede conducir una corriente de unos 30 A.

La figura 4.36 muestra la construcción de un moderno generador de cd de 4 polos. Para apreciar el progreso que se ha logrado, la figura 4.37 ilustra un generador construido en 1889.

4.26 Detalles de un generador de varios polos

Para entender mejor los generadores de varios polos, examinemos la construcción de una máquina de 12 polos. La figura 4.38a es el diagrama esquemático de una máquina como esa que tiene 72 ranuras en la armadura, 72 segmentos en el conmutador y 72 bobinas. La armadura tiene un devanado imbricado o de lazo y el lector notará cuán parecido es al diagrama esquemático de una máquina de 2 polos (Fig. 4.11b). Las bobinas A y C es-

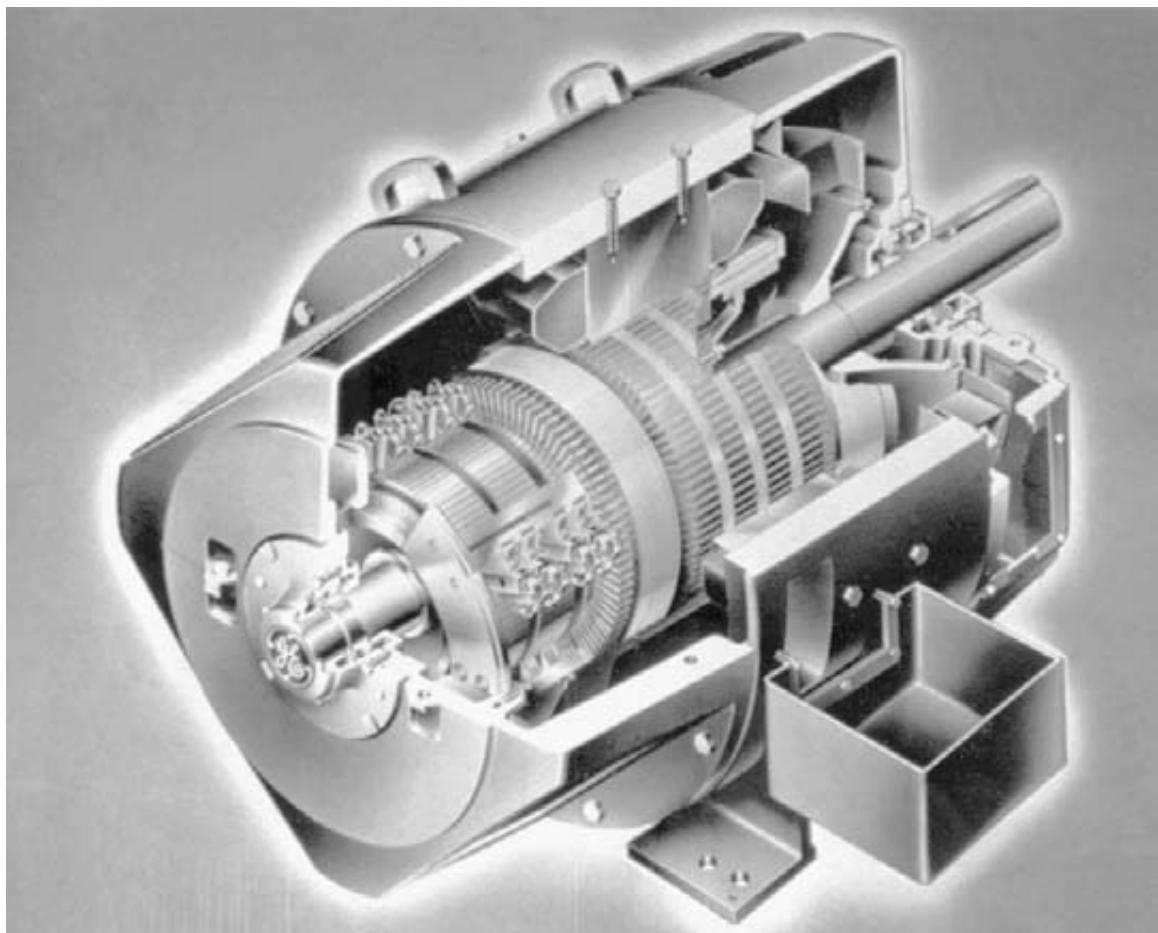


Figura 4.36

Vista de corte de un generador cd de 4 polos, 100 kW, 250 V y 1750 r/min.
(Cortesía de General Electric Company, USA)

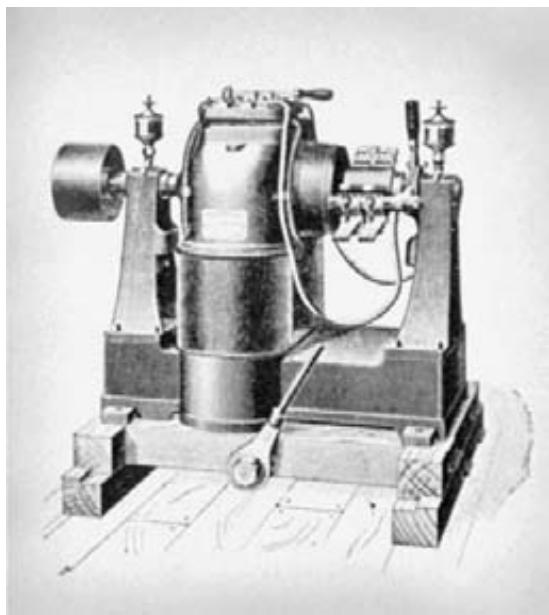


Figura 4.37

Este generador Thompson de corriente directa fue instalado por primera vez en 1889 para alumbrar las calles de Montreal. Suministraba una corriente de 250 A con un voltaje de 110 V. Entre las propiedades de esta máquina están las siguientes:

Velocidad	1300 r/min
Peso total	2390 kg
Diámetro de la armadura	292 mm
Diámetro interno del estator	330 mm
Número de barras comutadoras	76
Diámetro de los conductores de la armadura	# 4
Diámetro de los conductores del campo en derivación	# 14

Un generador moderno de la misma potencia y velocidad pesa 7 veces menos y ocupa sólo 1/3 del espacio de piso.

tán momentáneamente en la zona neutra, mientras que la B corta el flujo que proviene del centro de los polos.

El ancho de la bobina (conocido como *paso en la bobina*) es tal que los costados de la bobina cortan el flujo que viene de los polos N, S adyacentes. Por lo tanto, los costados de la bobina B quedan debajo del centro del polo 2 y del centro del polo 3. Asimismo, los costados de la bobina A están en las zonas neutras entre los polos 1, 2 y los polos 2, 3.

El voltaje generado entre las escobillas x y y es igual a la suma de los voltajes generados por las cinco

bobinas conectadas a los segmentos del conmutador 1-2, 2-3, 3-4, 4-5 y 5-6. Los voltajes entre los demás juegos de escobillas también son generados de la misma manera por cinco bobinas.

Los juegos de escobillas (+) están conectados entre sí para formar la terminal (+). Los juegos de escobillas (-) están conectados del mismo modo para formar la terminal (-). Estas conexiones no se muestran en el diagrama. Por las mismas razones de simplicidad, no se muestran los interpolos que están colocados entre los polos N, S.

La figura 4.38b proporciona una vista detallada de las bobinas de la armadura que quedan entre las escobillas x y y. Sólo se muestran las bobinas A, B y C para no complicar el diagrama. Los costados de la bobina A están en las ranuras 1 y 7, mientras que los de la bobina B están en las ranuras 4 y 10. Además, la bobina A está conectada a los segmentos 72 y 1 del conmutador, mientras que la B está conectada a los segmentos 3 y 4.

En la posición mostrada, los costados de la bobina A están en la zona neutra entre los polos. De esta manera, no se induce ningún voltaje en la bobina A. Por otra parte, los costados de la bobina B están directamente debajo de los polos N y S. El voltaje en la bobina B es el máximo en este momento. Por lo tanto, el voltaje entre los segmentos adyacentes 3 y 4 del conmutador es el máximo.

El voltaje en la bobina C también es cero porque sus costados barren la zona neutra. Observe que cada una de las escobillas positivas y negativas ponen en cortocircuito las bobinas que tienen un voltaje inducido a cero.

Ejemplo 4-2

El generador mostrado en la figura 4.38 genera 240 V entre escobillas adyacentes y suministra una corriente de 2400 A a la carga.

Calcule

- La corriente suministrada por cada juego de escobillas
- La corriente que fluye en cada bobina
- El voltaje promedio inducido por cada bobina

Solución

- Una corriente de 2400 A fluye de la terminal (+) y regresa a la terminal (-) del generador. Hay 12 juegos de escobillas, 6 positivos y 6 negativos.

La corriente por cada juego de escobillas es

$$I = 2400/6 = 400 \text{ A}$$

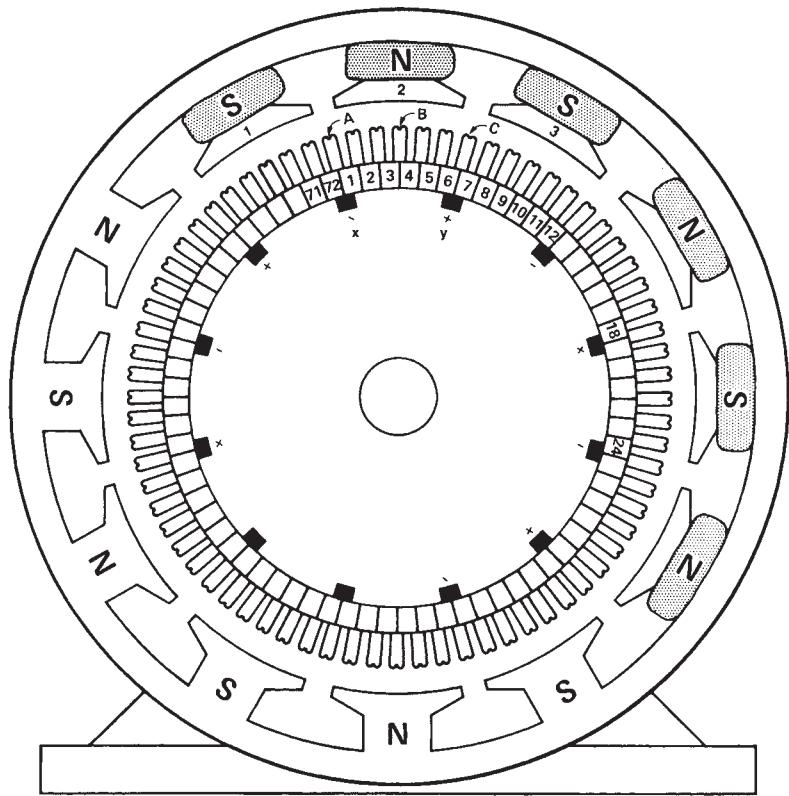


Figura 4.38a

Diagrama esquemático de un generador de cd de 12 polos y 72 bobinas.

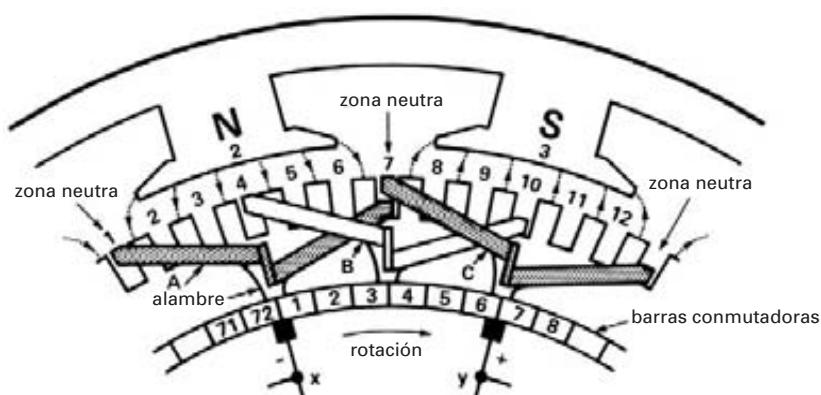


Figura 4.38b

Amplificación de las bobinas de la armadura entre escobillas adyacentes.

- b. Cada juego de escobillas positivo toma corriente de las bobinas a la derecha e izquierda de la escobilla. Por lo tanto, la corriente en cada bobina es

$$I = 400/2 = 200 \text{ A}$$

- c. Hay seis bobinas entre los juegos de escobillas adyacentes. El voltaje promedio por bobina es

$$E_{\text{prom}} = 240/6 = 40 \text{ V}$$

4.27 Proceso de conmutación ideal

Cuando un generador se encuentra bajo carga, las bobinas individuales de la armadura conducen la mitad de la corriente de carga conducida por una escobilla. En la figura 4.39a se muestran las corrientes que fluyen en los devanados de la armadura junto a una escobilla positiva. Observe que las corrientes de las bobinas fluyen hacia la escobilla, y provienen de la derecha y la izquierda. Si la corriente de carga es de 80 A, todas las bobinas conducen 40 A.

Si los segmentos del conmutador se mueven de derecha a izquierda, las bobinas del lado derecho de la escobilla pronto estarán en el lado izquierdo. Esto significa que la corriente de estas bobinas debe invertirse. La inversión ocurre durante un intervalo de milisegundos que una bobina requiere para ir de un extremo de la escobilla al otro. El proceso mediante el cual la corriente cambia de dirección en este breve intervalo se llama *comutación*.

Para entender cómo ocurre la conmutación, remitámonos a las figuras 4.39a a 4.39e.

En la figura 4.39a la escobilla está a la mitad del segmento 1, y los 40 A de las bobinas a la derecha e izquierda de la escobilla se unen para producir una salida de 80 A. La resistencia de contacto entre el segmento y la escobilla produce una caída de voltaje de aproximadamente 1 V.

En la figura 4.39b el conmutador se movió una corta distancia, y 25 por ciento de la superficie de la escobilla ahora está en contacto con el segmento 2, mientras que el 75 por ciento está en contacto con el segmento 1. Debido a la resistencia de contacto, la *conductividad* entre la escobilla y el conmutador es proporcional al área de contacto. El área que entra en contacto con el segmento 2 es de sólo un cuarto del área de contacto total, por lo que la corriente del segmento 2 es de sólo un cuarto de la corriente total, es

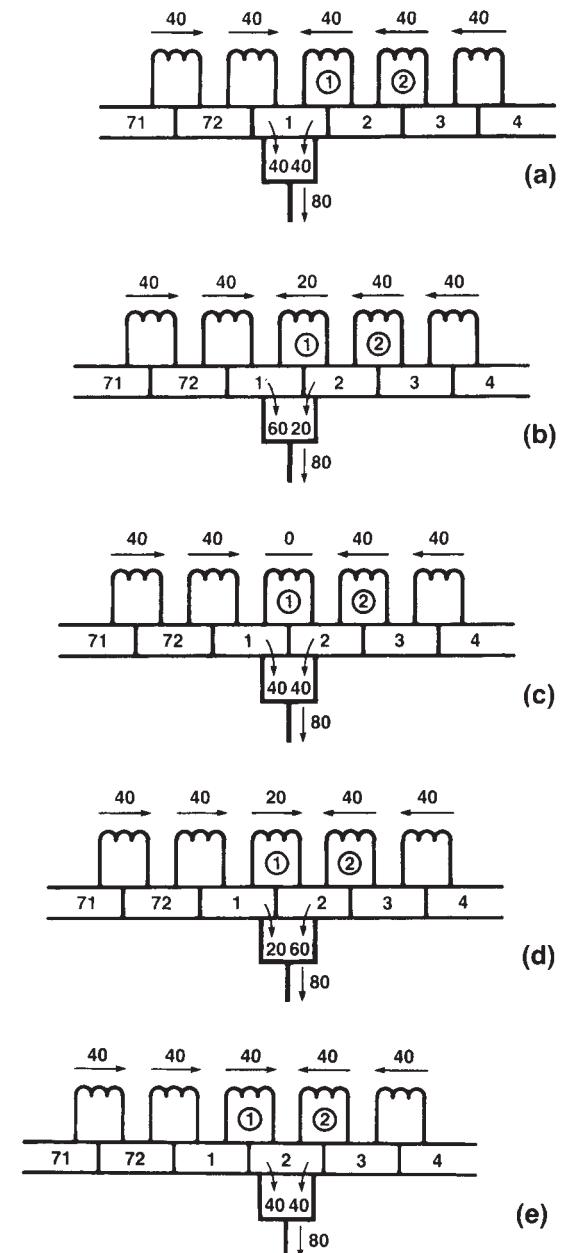


Figura 4.39

Comutación de la corriente en la bobina 1. Los efectos inductivos son omitidos y la inversión de corriente es provocada por la resistencia de contacto de las escobillas.

decir, $0.25 \times 80 = 20$ A. Del mismo modo, la corriente del segmento 1 a la escobilla es $0.75 \times 80 = 60$ A.

Si aplicamos ahora la ley de las corrientes de Kirchhoff, descubriremos que la corriente que fluye en la bobina 1 debe ser de 20 A. Por lo tanto, al ponerse en contacto con la escobilla, la corriente en esta bobina se reduce de 40 a 20 A.

En la figura 4.39c el conmutador se movió un poco más y el área de la escobilla en contacto con los segmentos 1 y 2 ahora es la misma. Por consiguiente, las conductividades son las mismas y, en consecuencia, las corrientes son iguales. Esto quiere decir que la corriente en la bobina 1 es cero en este instante.

En la figura 4.39d el conmutador se movió todavía más a la izquierda. El segmento 2 ahora está en contacto con el 75 por ciento de la escobilla, por lo que las corrientes se dividen como corresponde: 60 A del segmento 2 y 20 A del 1. Aplicando la ley de la corriente de Kirchhoff, encontramos que la corriente en la bobina 1 es otra vez 20 A, ¡pero fluye en la dirección opuesta a como lo hacía! Ahora podemos entender la manera en que la resistencia por contacto de la escobilla provoca una inversión progresiva de la corriente a medida que el segmento se desliza sobre la escobilla.

En la figura 4.39e la inversión de la corriente en la bobina 1 está completa y la corriente en la bobina 2 está a punto de ser invertida.

En este proceso de commutación ideal, es importante hacer notar que la densidad de corriente (ampères por centímetro cuadrado) permanece igual en cada punto a través de la cara de la escobilla. Por lo tanto, el calor producido por la resistencia de contacto se esparce uniformemente en toda la superficie de la escobilla. Desafortunadamente, tal commutación ideal no es posible en máquinas prácticas, y a continuación investigaremos por qué.

4.28 Proceso de commutación práctico

El problema con la commutación es que ocurre en muy corto tiempo; por consiguiente, la corriente no puede invertirse con tanta rapidez como debería. La razón es que las bobinas de la armadura tienen inductancia y ésta se opone fuertemente al rápido cambio de la corriente.

Suponga, por ejemplo, que el conmutador de la figura 4.39 tiene 72 barras y que la armadura gira a 600 r/min. Por lo tanto, una revolución se realiza en $1/10$ de un segundo y durante este corto periodo 72 barras

del conmutador pasan por la escobilla. De este modo, el tiempo disponible para invertir la corriente en la bobina 1 es de sólo $1/10 \times 1/72 = 1/720$ s o 1.39 ms!

El voltaje inducido por autoinducción está dado por

$$e = L\Delta I/\Delta t \quad (4.2)$$

en la cual

$$e = \text{voltaje inducido [V]}$$

$$L = \text{inductancia de la bobina [H]}$$

$$\Delta I/\Delta t = \text{velocidad de cambio de la corriente [A/s]}$$

Si la inductancia de la bobina 1 es, por ejemplo, de 100 μ H, el voltaje inducido es

$$\begin{aligned} e &= L\Delta I/\Delta t \\ &= \frac{100 \times 10^{-6} \times [+40 - (-40)]}{1.39 \times 10^{-3}} \\ &= 5.75 \text{ V} \end{aligned}$$

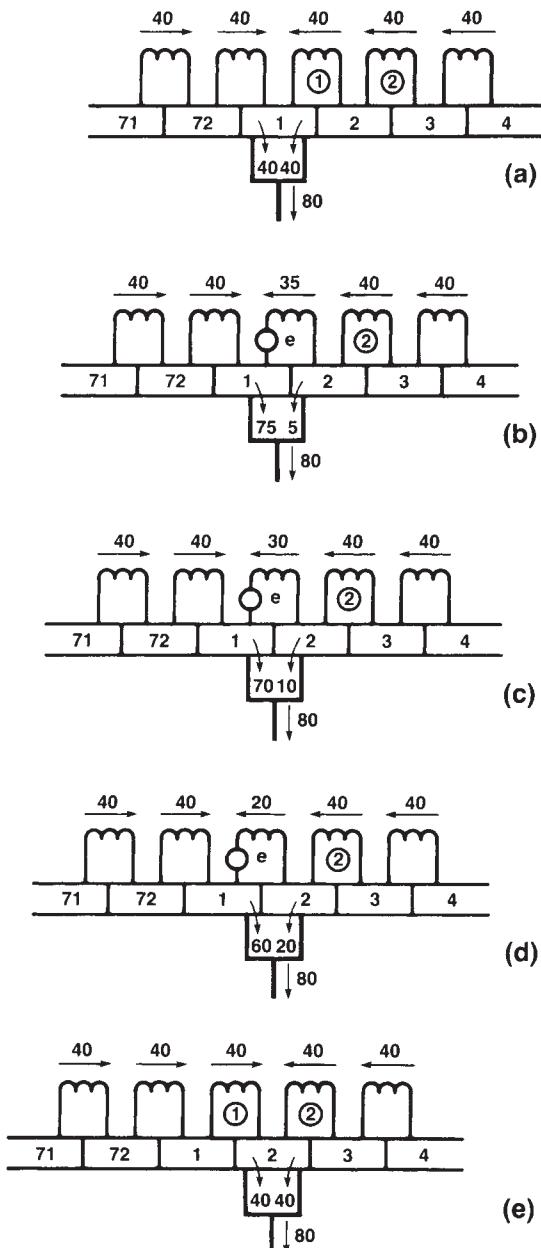
Este voltaje inducido (atribuible a L), es el que se opone al cambio de la corriente.

Las figuras de la 4.40a a la 4.40e ilustran las nuevas corrientes que fluyen en la bobina 1 cuando se considera la autoinductancia de la bobina. Hemos supuesto valores recomendables para estas corrientes a fin de determinar los flujos de corriente resultantes en la escobilla. Las corrientes deberán ser comparadas con las de la figura 4.39.

En la figura 4.40a la escobilla está en medio del segmento 1 y las corrientes de las bobinas no aumentan ni disminuyen. Como resultado, la inductancia de la bobina no entra en juego.

En la figura 4.40b la corriente de la bobina 1 cambia debido al efecto de resistencia por contacto. Sin embargo, el voltaje inducido e impide que la corriente caiga a su valor ideal de 20 A. Suponga que la corriente de la bobina es de 35 A. Según la ley de la corriente de Kirchhoff, las corrientes que fluyen de los segmentos 1 y 2 hacia la escobilla son de 75 A y 5 A, respectivamente, en lugar de 60 y 20 A. Observe que la densidad de corriente ya no es uniforme en la cara de la escobilla. La densidad es baja donde la escobilla toca el segmento 2, y alta donde toca el segmento 1.

En la figura 4.40c la escobilla está momentáneamente colocada de manera simétrica con respecto a los segmentos 1 y 2. Pero la corriente de la bobina 1 no ha

**Figura 4.40**

Commutación de la corriente en la bobina 1. La inductancia en la bobina se opone a la inversión de la corriente.

caído a cero y aún es, digamos, de 30 A. Por lo tanto, la corriente en el segmento 1 es de 70 A mientras que en el 2 es de sólo 10 A. En consecuencia, la densidad de corriente en el lado izquierdo de la escobilla es 7 veces más grande que en el lado derecho. El lado izquierdo de la escobilla tenderá a calentarse.

En la figura 4.40d el segmento 1 se movió más allá del punto medio de la escobilla y la corriente de la bobina 1 *aún* no se ha invertido. Suponiendo que su valor es de 20 A, la corriente que fluye del segmento 1 a la escobilla ahora es de 60 A, a pesar de que el área de contacto se está haciendo muy pequeña. La densidad de la alta corriente resultante sobrecalienta la punta de la escobilla. Como cada segundo se comutaron 720 bobinas, este sobrecalentamiento eleva la temperatura de la punta de la escobilla al punto de incandescencia, lo cual causará una seria producción de chispas.

Al diseñar motores y generadores de cd, se hace un gran esfuerzo para reducir la autoinductancia de las bobinas. Una de las formas más efectivas es reducir el número de vueltas por bobina. Pero para un voltaje de salida dado, esto significa que el número de bobinas se debe incrementar. Y más bobinas implican más barras comutadoras. Así pues, en la práctica, los generadores de corriente directa tienen un gran número de bobinas y de barras comutadoras, no tantas como para reducir las fluctuaciones en el voltaje de salida, pero sí para superar el problema de comutación.

Otro factor importante que ayuda a la comutación es que la fmm de los polos comutadores siempre es un poco más grande que la fmm de la armadura. Debido a esto, se crea un pequeño flujo en la zona neutra. A medida que el lado de la bobina que está experimentando comutación pasa a través de este flujo, se induce un voltaje en la bobina, el cual se opone al voltaje producido por la autoinductancia de la bobina.

Además de estas medidas, se elige con cuidado la composición de la escobilla, pues afecta la caída de voltaje en la escobilla, la cual puede variar desde 0.2 V hasta 1.5 V. Esta caída ocurre entre la superficie de la escobilla y la superficie del conmutador. Una gran caída en la escobilla favorece la comutación, pero desafortunadamente incrementa las pérdidas. Como resultado, el conmutador y las escobillas se calientan y la eficiencia del generador se reduce un poco.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 4-1 Realice un bosquejo de los principales componentes de un generador de cd.
- 4-2 ¿Por qué las escobillas de una máquina de cd siempre se colocan en los puntos neutros?
- 4-3 Describa la construcción de un commutador.
- 4-4 ¿Cómo se ve afectado el voltaje inducido de un generador de cd con excitación independiente si
- la velocidad se incrementa?
 - la corriente de excitación se reduce?
- 4-5 ¿Cómo se ajusta el voltaje de un generador en derivación?
- 4-6 El voltaje en las terminales de un generador en derivación disminuye cuando la carga aumenta. Explique.
- 4-7 Explique por qué el voltaje de salida de un generador sobrecompuesto aumenta cuando se incrementa la carga.
- 4-8 Explique la diferencia entre generadores en derivación, compuestos y compuestos diferenciales
- en cuanto a construcción
 - en cuanto a propiedades eléctricas

Nivel intermedio

- 4-9 Un generador de cd con excitación independiente que gira a 1400 r/min produce un voltaje inducido de 127 V. La resistencia de la armadura es de $2\ \Omega$ y la máquina suministra una corriente de 12 A.

Calcule

- el voltaje en las terminales [V]
 - el calor disipado en la armadura [W]
 - el momento o par de torsión de frenado ejercido por la armadura [$\text{N}\cdot\text{m}$]
- 4-10 Un generador de cd con excitación independiente produce un voltaje sin carga de 115 V. ¿Qué pasa si
- la velocidad se incrementa en 20 por ciento?
 - la dirección de rotación se invierte?
 - la corriente de excitación se incrementa en 10 por ciento?
 - la polaridad del campo se invierte?
- 4-11 Cada polo de un generador compuesto simple de 100 kW y 250 V tiene un campo en derivación de 2000 vueltas y un campo en serie de 7 vueltas. Si la resistencia total del campo en derivación es de $100\ \Omega$, calcule la fmm cuando la máquina opera a un voltaje nominal

a. sin carga
b. a plena carga

- 4-12 La figura 4.18b muestra la curva de saturación sin carga de un generador de cd con excitación independiente cuando gira a 1500 r/min. Calcule la corriente de excitación requerida para generar 120 V a 1330 r/min.
- 4-13 Según la figura 4.10, el voltaje inducido en la bobina D es momentáneamente de 18 V, en la posición mostrada. Calcule los voltajes inducidos en las bobinas A, B y C en el mismo instante.
- 4-14 Remitiéndose a la figura 4.11b, calcule el voltaje inducido en la bobina A cuando la armadura ha girado 90° ; y cuando ha girado 120° .
- 4-15 La escobilla **x** es positiva con respecto a la escobilla **y** en la figura 4.11b. Muestre la polaridad de cada una de las 12 bobinas. ¿Se invierte la polaridad cuando una bobina gira 180° ?
- 4-16 El generador de la figura 4.38 gira a 960 r/min y el flujo por polo es de 20 mWb. Calcule el voltaje en la armadura sin carga si cada una de sus bobinas tiene 6 vueltas.
- 4-17 **a.** ¿Cuántos juegos de escobillas se requieren para el generador de la figura 4.38?
b. Si la máquina suministra una corriente de carga total de 1800 A, calcule la corriente que fluye en cada bobina de la armadura.

Nivel avanzado

- 4-18 El voltaje entre las escobillas **x** y **y** es de 240 V en el generador mostrado en la figura 4.38. ¿Por qué se dice que el voltaje entre los segmentos 3 y 4 debe ser de más de 40 V?
- 4-19 Remitiéndose a la figura 4.10, determine la polaridad de E_{xy} cuando la armadura gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj.
- 4-20 **a.** En la figura 4.38, determine la polaridad de E_{34} entre los segmentos 3 y 4 del commutador, si la armadura está girando en el sentido de las manecillas del reloj.

- b.** En el mismo instante, ¿cuál es la polaridad del segmento 35 con respecto al 34?
- 4-21 La armadura mostrada en la figura 5.4 (capítulo 5) tiene 81 ranuras, y el commutador tiene 243 segmentos. Ésta será embobinada para obtener un devanado imbricado o de lazo de 6 polos con 1 vuelta por bobina. Si el flujo por cada polo de campo es de 30 mWb, calcule lo siguiente:
- El voltaje inducido a una velocidad de 1200 r/min
 - La densidad de flujo promedio por polo
 - El tiempo requerido para invertir la corriente en cada bobina de la armadura, sabiendo que las escobillas son de 15 mm de ancho y el diámetro del commutador es de 450 mm
- 4-22 Un generador de cd de 200 W, 120 V y que gira a 1800 r/min tiene 75 barras commutadoras. El ancho de las escobillas es tal que cubre 3 segmentos de commutador. Demuestre que la duración del proceso de commutación es igual a 1.33 ms.
- 4-23 Un generador de 4 polos, 250 kW y 750 V tiene un devanado imbricado o de lazo sobre la armadura.

Calcule

- la corriente a plena carga del generador
- la corriente transportada por las bobinas de la armadura

Aplicación industrial

- 4-24 La eficiencia total de un generador de cd con excitación independiente de 240 kW, 500 V y 1750 r/min es de 94%. La resistencia del campo en derivación es de 60 ohms y la corriente nominal es de 5 A. La pérdida I^2R en la armadura es de 0.023 pu.
- Calcule*
- la corriente nominal en la armadura
 - las pérdidas totales en la máquina
 - las pérdidas I^2R en la armadura
- 4-25 El generador del problema 4-24 pesa 2600 lb. Calcule la salida en watts por kilogramo.
- 4-26 En el problema 4-24 calcule el momento de torsión o par requerido para impulsar el generador a 1750 r/min. (El campo en derivación es excitado por una fuente independiente.)
- 4-27 Un generador de cd de 4 polos suministra una corriente de 218 A. La caída de voltaje promedio en las escobillas en cada uno de los cuatro juegos es de 0.6 V. Calcule la pérdida total en las escobillas de la máquina, ignorando las pérdidas por fricción.

CAPÍTULO 5

Motores de corriente directa

5.0 Introducción

A hora que tenemos un buen entendimiento de los generadores de corriente directa, podemos iniciar el estudio de los motores de corriente directa. Este tipo de motores transforman la energía eléctrica en energía mecánica. Impulsan dispositivos tales como malacates, ventiladores, bombas, calandrias, prensas punzonadoras y carros. Estos dispositivos pueden tener una característica de par o momento de torsión-velocidad muy definida (como una bomba o un ventilador) o una extremadamente variable (como un malacate o un automóvil). La característica de par o de momento de torsión-velocidad del motor debe ser adaptada al tipo de carga que tiene que impulsar, y este requerimiento ha dado lugar a tres tipos básicos de motores:

1. Motores en derivación (o shunt)
2. Motores en serie
3. Motores compuestos

Los motores de corriente directa rara vez se utilizan en aplicaciones industriales ordinarias ya que todos los sistemas eléctricos suministran corriente alterna. Sin embargo, en aplicaciones especiales, como fábricas de acero, minas y trenes eléctricos, en ocasiones es conveniente transformar la corriente alterna en corriente directa para utilizar motores de cd. La razón es que las características de par o momento de torsión-velocidad de los motores de cd pueden ser variadas dentro de un amplio intervalo sin perder su alta eficiencia.

Hoy en día, este planteamiento general puede ser cuestionado porque la disponibilidad de manejadores eléctricos complejos ha hecho posible utilizar motores de corriente alterna en aplicaciones de velocidad variable. No obstante, aún existen millones de motores de cd en servicio y se están produciendo algunos miles más cada año.

5.1 Fuerza contraelectromotriz (fcem)

Los motores de corriente directa se construyen del mismo modo que los generadores; por consiguiente, una máquina de cd puede operar como motor o como generador. Para ilustrar lo anterior, considere un generador de cd en el que la armadura, inicialmente en reposo, está conectada a una fuente de cd E_s por medio de un interruptor (Fig. 5.1). La armadura tiene una resistencia R y el campo magnético es creado por un juego de imanes permanentes.

En cuanto se cierra el interruptor, una gran corriente fluye en la armadura porque su resistencia es muy baja. Los conductores individuales de la armadura de inmediato se someten a una fuerza porque están inmersos en el campo magnético creado por los imanes permanentes. Estas fuerzas se suman para producir un poderoso par o momento de torsión que hace girar la armadura.

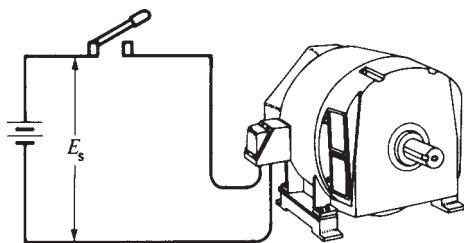


Figura 5.1
Arranque de un motor de cd a través de la línea.

Por otra parte, en cuanto la armadura comienza a girar, ocurre un segundo fenómeno: el efecto de generador. Sabemos que un voltaje E_o es inducido en los conductores de la armadura en cuanto éstos atraviesan un campo magnético (Fig. 5.2). Esto siempre es cierto, *sin importar qué provoque la rotación*. El valor y la polaridad del voltaje inducido son los mismos que los obtenidos cuando la máquina opera como generador. Por lo tanto, el voltaje inducido E_o es proporcional a la velocidad de rotación n del motor y al flujo Φ por polo, como vimos en la ecuación 4.1:

$$E_o = Zn\Phi/60 \quad (4.1)$$

Como en el caso de un generador, Z es una constante que depende del número de vueltas en la armadura y del tipo de devanado. En el caso de devanados imbricados o de lazo, Z es igual al número de conductores de la armadura.

En el caso de un motor, el voltaje inducido E_o se conoce como *fuerza contraelectromotriz* (fcem) porque su polaridad siempre actúa contra el voltaje de la fuente E_s . Actúa contra el voltaje en el sentido de que el voltaje neto que actúa en el circuito en serie de la figura 5.2 es igual a $(E_s - E_o)$ volts y no a $(E_s + E_o)$ volts.

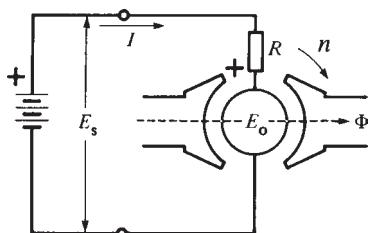


Figura 5.2
Fuerza contraelectromotriz (fcem) en un motor de cd.

5.2 Aceleración del motor

El voltaje neto que actúa en el circuito de la armadura en la figura 5.2 es $(E_s - E_o)$ volts. La corriente resultante I en la armadura está limitada sólo por la resistencia R de ésta, por lo que

$$I = (E_s - E_o)/R \quad (5.1)$$

Cuando el motor está en reposo, el voltaje inducido $E_o = 0$, por lo que la corriente de arranque es

$$I = E_s/R$$

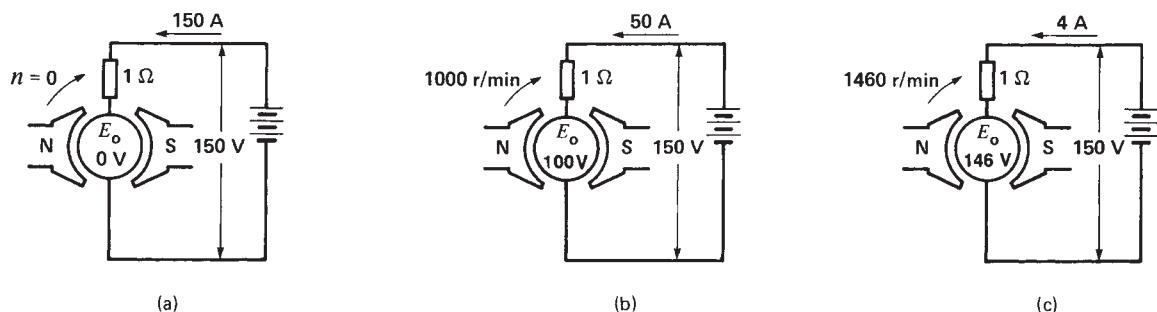
La corriente de arranque puede ser 20 o 30 veces mayor que la corriente a plena carga nominal del motor. En la práctica, esto haría que los fusibles se quemaran o que los cortacircuitos o sistemas de protección se activaran. Sin embargo, si están ausentes, las grandes fuerzas que actúan en los conductores de la armadura producen un poderoso par o momento de torsión de arranque y, en consecuencia, una rápida aceleración de la armadura.

Conforme se incrementa la velocidad, la fcem E_o también se incrementa, lo que provoca que el valor de $(E_s - E_o)$ disminuya. De la ecuación 5.1 deducimos que la corriente I en la armadura disminuye progresivamente a medida que se incrementa la velocidad.

Aun cuando la corriente en la armadura disminuye, el motor continúa acelerándose hasta que alcanza una velocidad máxima definida. Sin carga, esta velocidad produce una fcem E_o un poco menor que el voltaje de la fuente E_s . De hecho, si E_o fuera igual a E_s , el voltaje neto $(E_s - E_o)$ sería cero, por lo que la corriente I también sería cero. Las fuerzas impulsoras dejarían de actuar en los conductores de la armadura y la resistencia mecánica impuesta por el ventilador y los cojinetes haría que el motor se desacelerara de inmediato. A medida que disminuye la velocidad, el voltaje neto $(E_s - E_o)$ aumenta y también la corriente I . La velocidad dejará de disminuir en cuanto el par o momento de torsión desarrollado por la corriente en la armadura sea igual al par o momento de torsión de la carga. De este modo, cuando un motor funciona sin carga, la fcem debe ser un poco menor que E_s , como para permitir que fluya una pequeña corriente, suficiente para producir el par o momento de torsión requerido.

Ejemplo 5-1

La armadura de un generador de cd de imán permanente tiene una resistencia de 1Ω y genera un voltaje de 50 V cuando la velocidad es de 500 r/min. Si la ar-

**Figura 5.3**

Vea el ejemplo 5-1.

madura está conectada a una fuente de 150 V, calcule lo siguiente:

- La corriente de arranque.
- La fcem cuando el motor gira a 1000 r/min.
A 1460 r/min.
- La corriente en la armadura a 1000 r/min.
A 1460 r/min.

Solución

- Al momento de arrancar, la armadura está inmóvil, así que $E_o = 0$ V (Fig. 5.3a). La corriente de arranque está limitada sólo por la resistencia de la armadura:

$$I = E_s/R = 150 \text{ V}/1 \Omega = 150 \text{ A}$$

- Como el voltaje del generador es de 50 V a 500 r/min, la fcem del motor será de 100 V a 1000 r/min y de 146 V a 1460 r/min.
- El voltaje neto en el circuito de la armadura a 1000 r/min es

$$E_s - E_o = 150 - 100 = 50 \text{ V}$$

La corriente correspondiente en la armadura es

$$\begin{aligned} I &= (E_s - E_o)/R \\ &= 50/1 = 50 \text{ A} \quad (\text{Fig. 5.3b}) \end{aligned}$$

Cuando la velocidad del motor sea de 1460 r/min, la fcem será de 146 V, casi igual al voltaje de la fuente. En estas condiciones, la corriente en la armadura es

$$\begin{aligned} I &= (E_o - E_o)/R = (150 - 146)/1 \\ &= 4 \text{ A} \end{aligned}$$

y el par o momento de torsión correspondiente en el motor es mucho más pequeño que antes (Fig. 5.3c).

5.3 Potencia y par o momento de torsión mecánicos

La potencia y el par o momento de torsión de un motor de cd son dos de sus propiedades más importantes. A continuación derivaremos dos ecuaciones simples que nos permitirán calcularlas.

- De acuerdo con la ecuación 4.1, la fcem inducida en una armadura de devanado imbricado o de lazo es

$$E_o = Zn\Phi/60 \quad (4.1)$$

En la figura 5.2 se ve que la potencia eléctrica P_a suministrada a la armadura es igual al voltaje de suministro E_s multiplicado por la corriente I en la armadura:

$$P_a = E_s I \quad (5.2)$$

Sin embargo, E_s es igual a la suma de E_o más la caída IR en la armadura:

$$E_s = E_o + IR \quad (5.3)$$

deducimos que

$$\begin{aligned} P_a &= E_s I \\ &= (E_o + IR)I \\ &= E_o I + I^2 R \end{aligned} \quad (5.4)$$

El término $I^2 R$ representa el calor disipado en la armadura, pero el muy importante término $E_o I$ es la potencia eléctrica que es convertida en potencia mecánica. Por lo tanto, la potencia mecánica del motor es exactamente igual al producto de la fcem multiplicada por la corriente en la armadura.

$$P = E_o I \quad (5.5)$$

donde

- P = potencia mecánica desarrollada por el motor [W]
- E_o = voltaje inducido en la armadura (fcem) [V]
- I = corriente total suministrada a la armadura [A]

2. Volviendo la atención al par o momento de torsión T , sabemos que la potencia mecánica P está dada por la expresión

$$P = nT/9.55 \quad (3.5)$$

donde n es la velocidad de rotación.

Combinando las ecuaciones 3.5, 4.1 y 5.5, obtenemos

$$\begin{aligned} nT/9.55 &= E_o I \\ &= Zn\Phi I/60 \end{aligned}$$

y por lo tanto

$$T = Z\Phi I/6.28$$

Así, el par o momento de torsión desarrollado por un motor con devanado imbricado está dado por la expresión

$$T = Z\Phi I/6.28$$

donde

- T = par o momento de torsión [N·m]
- Z = número de conductores en la armadura
- Φ = flujo efectivo por polo [Wb]*
- I = corriente en la armadura [A]
- 6.28 = constante, para ajustar las unidades
[valor exacto = 2π]

La ecuación 5.6 muestra que podemos aumentar el par o momento de torsión de un motor aumentando la corriente en la armadura o aumentando el flujo creado por los polos.

Ejemplo 5-2

La siguiente información corresponde a un motor de cd de 225 kW (≈ 300 hp), 250 V y 1200 r/min (vea las Figs. 5.4 y 5.5):

bobinas en la armadura	243
vueltas por bobina	1
tipo de devanado	lap
ranuras en la armadura	81
segmentos en el conmutador	243
polos de campo	6
diámetro de la armadura	559 mm
longitud axial de la armadura	235 mm

* El flujo efectivo está dado por $\Phi = 60 E_o/Zn$.

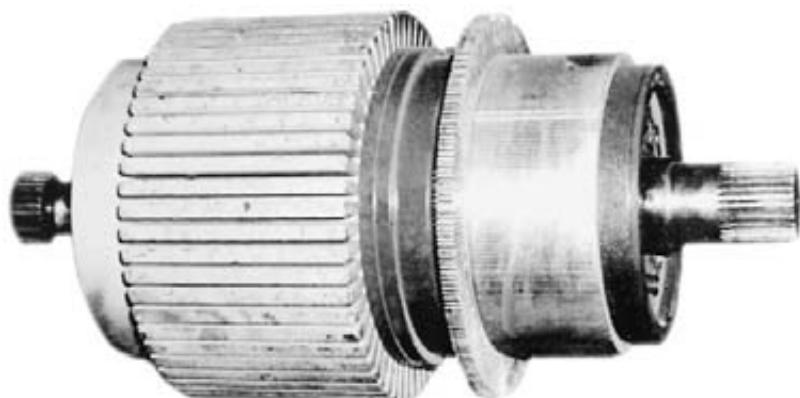
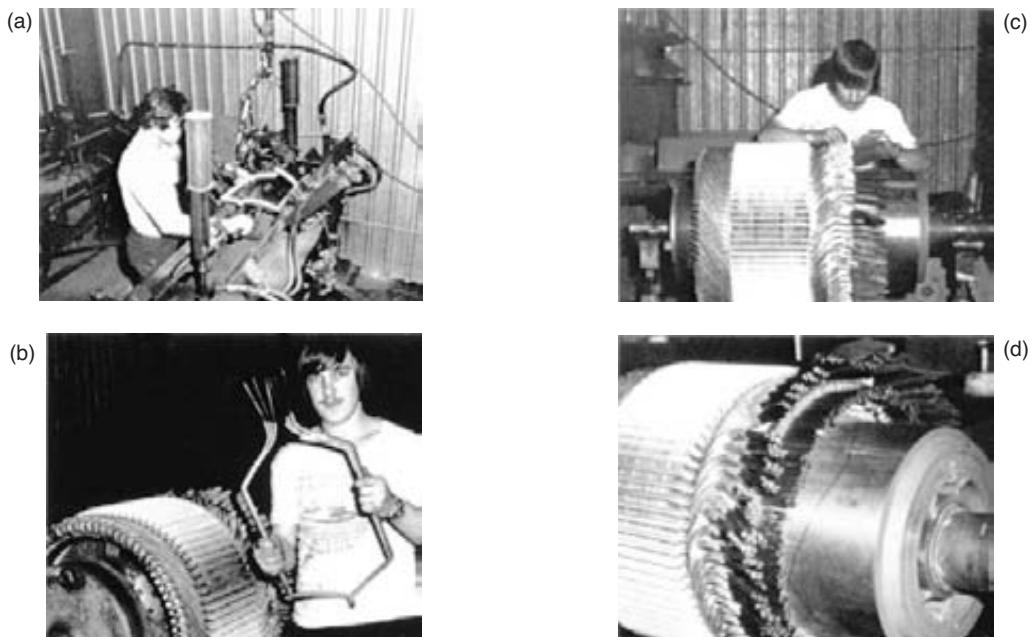


Figura 5.4

Armadura y conmutador descubiertos de un motor de cd de 225 kW, 250 V y 1200 r/min. El núcleo de la armadura tiene un diámetro de 559 mm y una longitud axial de 235 mm. Se compone de 400 laminaciones apiladas de 0.56 mm de espesor. La armadura tiene 81 ranuras y el conmutador tiene 243 barras.
(H. Roberge)

**Figura 5.5**

- Armadura de la figura 5.4 en el proceso de devanado; la máquina formadora de bobinas da a éstas la forma deseada.
- Una de las 81 bobinas lista para ser colocada en las ranuras.
- Conexión de los extremos de la bobina a las barras comutadoras.
- Conexiones al conmutador listas para ser soldadas.

(H. Roberge)

Calcule

- la corriente nominal en la armadura
- el número de conductores por ranura
- el flujo por polo

Solución

- Podemos suponer que el voltaje inducido E_o es casi igual al voltaje aplicado (250 V). La corriente nominal en la armadura es

$$\begin{aligned} I &= P/E_o = 225\,000/250 \\ &= 900 \text{ A} \end{aligned}$$

- Cada bobina se compone de dos conductores, así que hay en total $243 \times 2 = 486$ conductores en la armadura.

$$\text{Conductores por ranura} = 486/81 = 6$$

$$\text{Lados de bobina por ranura} = 6$$

- El par o momento de torsión del motor es

$$\begin{aligned} T &= 9.55 P/n \\ &= 9.55 \times 225\,000/1200 \\ &= 1791 \text{ N}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

El flujo por polo es

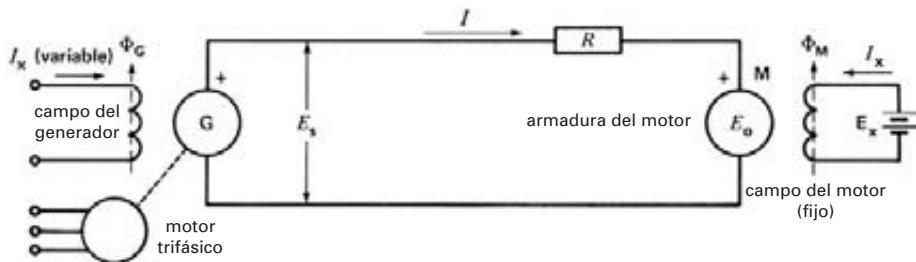
$$\begin{aligned} \Phi &= 6.28 T/ZI \\ &= (6.28 \times 1790)/(486 \times 900) \\ &= 25.7 \text{ mWb} \end{aligned}$$

5.4 Velocidad de rotación

Cuando un motor de cd impulsa una carga entre las condiciones sin carga y plena carga, la caída IR provocada por la resistencia de la armadura siempre es pequeña comparada con el voltaje de suministro E_s . Esto indica que la f.c.m E_o es casi igual a E_s .

Por otra parte, ya vimos que E_o puede ser expresada con la ecuación

$$E_o = Zn\Phi/60 \quad (4.1)$$

**Figura 5.6**

Sistema de control de velocidad de Ward-Leonard.

Reemplazando E_o por E_s , obtenemos

$$E_s = Zn\Phi/60$$

Es decir,

$$n = \frac{60E_s}{Z\Phi} \text{ (aprox.)} \quad (5.7)$$

donde

 n = velocidad de rotación [r/min] E_s = voltaje de la armadura [V] Z = número total de conductores en la armadura

Esta importante ecuación muestra que la velocidad del motor es directamente proporcional al voltaje suministrado a la armadura e inversamente proporcional al flujo por polo. Ahora veremos cómo se aplica esta ecuación.

5.5 Control de velocidad por medio de la armadura

De acuerdo con la ecuación 5.7, si el flujo por polo Φ se mantiene constante (campo de imán permanente o campo con excitación fija), la velocidad depende sólo del voltaje de la armadura E_s . Aumentando o disminuyendo E_s , la velocidad del motor aumentará o disminuirá proporcionalmente.

En la práctica, podemos variar E_s conectando la armadura del motor M a un generador de cd G de voltaje variable con excitación independiente (Fig. 5.6). La excitación en el campo se mantiene constante, pero la excitación en el generador I_x puede variar desde cero hasta un valor máximo e incluso se puede invertir. Por lo tanto, el voltaje de salida del generador E_s puede variar desde cero hasta un valor máximo, con polaridad positiva o negativa. Por consiguiente, la velocidad del motor puede variar desde cero hasta un valor máximo en una u otra dirección. Obsérvese que el generador es impulsado por un motor de ca conec-

tado a una línea trifásica. Este método de control de velocidad, conocido como sistema de Ward-Leonard, se encuentra en fábricas de acero, elevadores de rascacielos, minas y fábricas de papel.

En instalaciones modernas, el generador es reemplazado con frecuencia por un convertidor electrónico de alta potencia que cambia la potencia de ca del suministro eléctrico a cd, por medios electrónicos.

El sistema de Ward-Leonard es más que una simple manera de aplicar un voltaje de cd variable a la armadura de un motor de cd. En realidad, es capaz de hacer que el motor desarrolle el par o momento de torsión y la velocidad requeridos por la carga. Por ejemplo, suponga que ajustamos E_s a un valor un poco más alto que la fcem E_o del motor. En ese caso, la corriente fluirá en la dirección mostrada en la figura 5.6 y el motor desarrollará un par o momento de torsión positivo. La armadura del motor absorbe potencia porque I fluye hacia la terminal positiva.

Ahora suponga que reducimos E_s reduciendo la excitación en el generador Φ_G . En cuanto E_s llega a ser menor que E_o , la corriente I se invierte. Como resultado, (1) el par o momento de torsión del motor se invierte y (2) la armadura del motor suministra potencia al generador G. De hecho, repentinamente el motor de cd se convierte en generador y el generador G se convierte en motor. La potencia eléctrica que el motor de cd suministra ahora a G proviene de la energía cinética de la armadura que se está desacelerando con rapidez y de su carga mecánica conectada. Por lo tanto, si reducimos E_s , el motor se ve forzado repentinamente a desacelerarse.

¿Qué le sucede a la potencia de ca recibida por el generador G? Cuando G recibe potencia eléctrica, opera como motor, y impulsa su propio motor de ca como generador asíncrono!* Por consiguiente, la po-

* El generador asíncrono se explica en el capítulo 14.

tencia de ca es retroalimentada a la línea que normalmente alimenta al motor de ca. El hecho de que se pueda recobrar la potencia de esta manera hace que el sistema de Ward-Leonard sea muy eficiente, lo que constituye otra de sus ventajas.

Ejemplo 5-3

Un motor de velocidad variable de 2000 kW y 500 V es impulsado por un generador de 2500 kW por medio del sistema de control Ward-Leonard mostrado en la figura 5.6. La resistencia total del motor y del circuito de la armadura del generador es de 10 mΩ. El motor gira a una velocidad nominal de 300 r/min, cuando E_o es de 500 V.

Calcule

- El par o momento de torsión y velocidad del motor cuando

$$E_s = 400 \text{ V} \text{ y } E_o = 380 \text{ V}$$

- El par o momento de torsión y la velocidad del motor cuando

$$E_s = 350 \text{ V} \text{ y } E_o = 380 \text{ V}$$

Solución

- La corriente en la armadura es

$$\begin{aligned} I &= (E_s - E_o)/R = (400 - 380)/0.01 \\ &= 2000 \text{ A} \end{aligned}$$

La potencia suministrada a la armadura del motor es

$$P = E_o I = 380 \times 2000 = 760 \text{ kW}$$

La velocidad del motor es

$$n = (380 \text{ V}/500 \text{ V}) \times 300 = 228 \text{ r/min}$$

El par o momento de torsión del motor es

$$\begin{aligned} T &= 9.55 P/n \\ &= (9.55 \times 760\,000)/228 \\ &= 31.8 \text{ kN}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

- Como $E_o = 380 \text{ V}$, la velocidad del motor sigue siendo de 228 r/min.

La corriente en la armadura es

$$\begin{aligned} I &= (E_s - E_o)/R = (350 - 380)/0.01 \\ &= -3000 \text{ A} \end{aligned}$$

La corriente es negativa así que fluye a la inversa; por consiguiente, el par o momento de torsión del motor también se invierte.

La potencia regresada por el motor al generador y a la resistencia de 10 mΩ:

$$P = E_o I = 380 \times 3000 = 1140 \text{ kW}$$

El par o momento de torsión de frenado desarrollado por el motor:

$$\begin{aligned} T &= 9.55 P/n \\ &= (9.55 \times 1\,140\,000)/228 \\ &= 47.8 \text{ kN}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

La velocidad del motor y su carga mecánica conectada se reducirán con rapidez por la influencia de este par o momento de torsión de frenado electromecánico.

Control de velocidad por medio de reóstato Otra forma de controlar la velocidad de un motor de cd es colocar un reóstato en serie con la armadura (Fig. 5.7). La corriente en el reóstato provoca una caída de voltaje que se sustraen del voltaje fijo de la fuente E_s , dando como resultado un voltaje de suministro menor a través de la armadura. Este método permite *reducir* la velocidad por debajo de la velocidad nominal. Sólo se recomienda para motores pequeños porque se desperdicia mucha potencia y calor en el reóstato, y la eficiencia total es baja. Además, la regulación de la velocidad es deficiente, incluso con un ajuste fijo del reóstato. De hecho, la caída IR a través del reóstato se incrementa conforme se incrementa la corriente en la armadura. Esto produce una caída sustancial de la velocidad con la carga mecánica creciente.

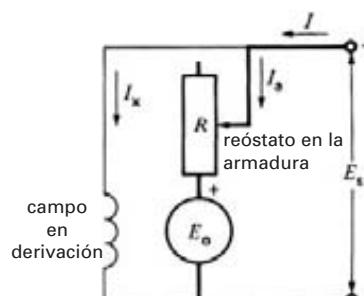


Figura 5.7

Control de velocidad de la armadura por medio de un reóstato.

5.6 Control de velocidad por medio del campo

De acuerdo con la ecuación 5.7, también podemos variar la velocidad de un motor de cd variando el flujo en el campo Φ . Ahora mantengamos constante el voltaje E_s en la armadura, para que el numerador en la ecuación 5.7 sea constante. De esta manera, la velocidad del mo-

tor cambia en proporción inversa al flujo Φ : si incrementamos el flujo, la velocidad disminuirá, y viceversa.

Este método de controlar la velocidad se utiliza frecuentemente cuando el motor tiene que funcionar por encima de su velocidad nominal, llamada velocidad base. Para controlar el flujo (y por consiguiente, la velocidad), conectamos un reóstato R_f en serie con el campo (Fig. 5.8a).

Para entender este método de control de velocidad, suponga que el motor de la figura 5.8a está funcionando inicialmente a una velocidad constante. La f.c.m. E_o es un poco menor que el voltaje de suministro en la armadura E_s , debido a la caída IR en la armadura. Si incrementamos súbitamente la resistencia del reóstato, tanto la corriente de excitación I_x como el flujo Φ disminuirán. Esto reduce de inmediato la f.c.m. E_o , causando así que la corriente I en la armadura tenga un valor mucho más alto. La corriente cambia dramáticamente porque su valor depende de la *pequeñísima diferencia* entre E_s y E_o .

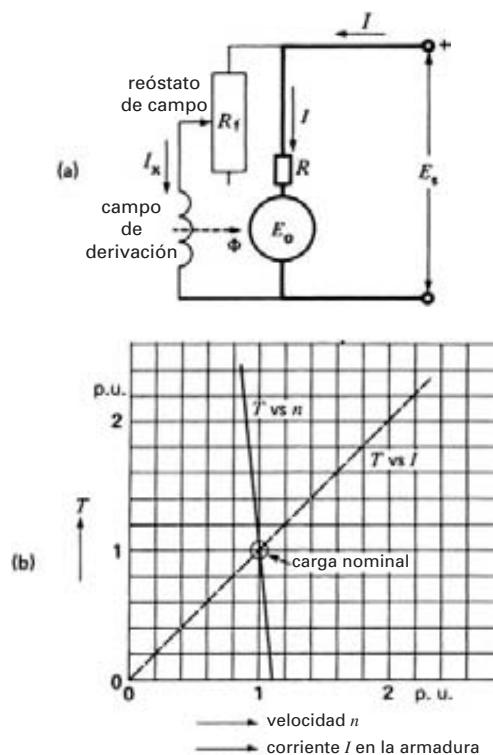


Figura 5.8

- Diagrama esquemático de un motor en derivación, incluyendo el reóstato de campo.
- Característica de par o momento de torsión-velocidad y par o momento de torsión-corriente de un motor en derivación.

A pesar del campo más débil, el motor desarrolla un par o momento de torsión mayor que antes. Acelerará hasta que E_o sea de nuevo casi igual que E_s .

Obviamente, para desarrollar el mismo E_o con un flujo más débil, el motor debe girar más rápido. Por ello, podemos aumentar la velocidad del motor sobre su valor nominal introduciendo una resistencia en serie con el campo. En motores devanados en derivación, este método de control de velocidad permite relaciones alta velocidad/velocidad base de 3 a 1. Los intervalos de velocidad más amplios tienden a producir inestabilidad y una commutación deficiente.

En ciertas condiciones anormales, el flujo puede caer a valores peligrosamente bajos. Por ejemplo, si la corriente de excitación de un motor en derivación se interrumpe por accidente, el único flujo restante es el provocado por el magnetismo remanente en los polos.* Este flujo es tan pequeño que el motor tiene que girar a una velocidad peligrosamente alta para inducir la f.c.m. requerida. Para evitar tales condiciones de embalamiento o aceleración brusca, se introducen dispositivos de seguridad.

5.7 Motor en derivación (shunt) bajo carga

Considere un motor de cd que funciona sin carga. Si se aplica repentinamente una carga mecánica al eje, la pequeña corriente sin carga no produce un par o momento de torsión suficiente para soportar la carga y el motor comienza a desacelerarse. Esto hace que la f.c.m. disminuya y el resultado es una corriente más alta y un par o momento de torsión correspondientemente más alto. Cuando el par o momento de torsión desarrollado por el motor es exactamente igual al par o momento de torsión impuesto por la carga mecánica, entonces, y sólo entonces, la velocidad permanecerá constante (vea la sección 3.11). En resumen, conforme la carga mecánica se incrementa, la corriente en la armadura aumenta y la velocidad disminuye.

La velocidad de un motor en derivación permanece relativamente constante al funcionar sin carga y pasar a plena carga. En motores pequeños, sólo disminuye de 10 a 15 por ciento cuando se aplica la carga com-

* También se utiliza el término magnetismo residual. Sin embargo, el IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms dice: "...Si no hay entrehierros... en el circuito magnético, la inducción remanente será igual a la inducción residual; si hay entrehierros... la inducción remanente será menor que la residual".

pleta. En máquinas grandes, la disminución es incluso menor, debido en parte a la bajísima resistencia de la armadura. Ajustando el reóstato de campo, se puede mantener la velocidad absolutamente constante a medida que cambia la carga.

En la figura 5.8b se muestran las características típicas de par o momento de torsión-velocidad y momento de torsión-corriente de un motor en derivación. La velocidad, el par o momento de torsión y la corriente se dan en valores por unidad. El par o momento de torsión es directamente proporcional a la corriente en la armadura. Además, la velocidad cambia sólo de 1.1 a 0.9 pu a medida que el par o momento de torsión se incrementa de 0 a 2 pu (valor por unidad).

Ejemplo 5-4

Un motor en derivación que gira a 1500 r/min es alimentado por una fuente de 120 V (Fig. 5.9a). La corriente de línea es de 51 A y la resistencia del campo en derivación es de $120\ \Omega$. Si la resistencia de la armadura es de $0.1\ \Omega$, calcule lo siguiente:

- La corriente en la armadura
- La fcem
- La potencia mecánica desarrollada por el motor

Solución

- La corriente en el campo (Fig. 5.9b) es

$$I_x = 120\text{ V}/120\ \Omega = 1\text{ A}$$

La corriente en la armadura es

$$I = 51 - 1 = 50\text{ A}$$

- El voltaje en la armadura es

$$E = 120\text{ V}$$

La caída de voltaje provocada por la resistencia de la armadura es

$$IR = 50 \times 0.1 = 5\text{ V}$$

La fcem generada por la armadura es

$$E_o = 120 - 5 = 115\text{ V}$$

- La potencia total suministrada al motor es

$$P_i = EI = 120 \times 51 = 6120\text{ W}$$

La potencia absorbida por la armadura es

$$P_a = EI = 120 \times 50 = 6000\text{ W}$$

La potencia disipada en la armadura es

$$P = IR^2 = 50^2 \times 0.1 = 250\text{ W}$$

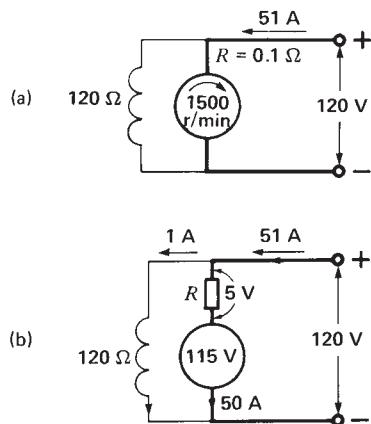


Figura 5.9

Vea el ejemplo 5.4.

La potencia mecánica desarrollada por la armadura es

$$P = 6000 - 250 = 5750\text{ W}$$

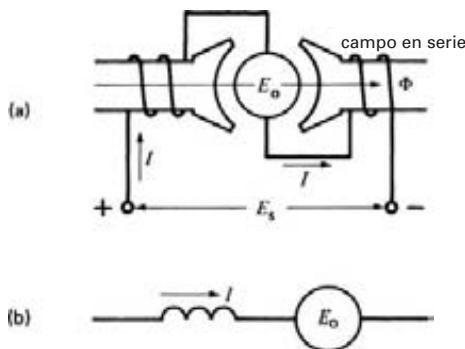
(equivalente a $5750/746 = 7.7\text{ hp}$)

La producción mecánica neta de salida es un poco menor a 5750 W porque una parte de la potencia mecánica se disipa en pérdidas por fricción en los cojinetes, por fricción con el aire y en pérdidas en el hierro de la armadura.

5.8 Motor en serie

Un motor en serie se construye de la misma manera que un motor en derivación, excepto por lo referente al campo. El campo está conectado en serie a la armadura, por lo que debe transportar toda la corriente de la armadura (Fig. 5.10a). Este *campo en serie* se compone de unas cuantas vueltas de alambre que tiene una sección transversal suficientemente grande para transportar la corriente.

Aunque la construcción es similar, las propiedades de un motor en serie son completamente diferentes a las de un motor en derivación. En un motor en derivación el flujo F por polo es constante para todas las cargas porque el campo en derivación está conectado a la línea. Pero en un motor en serie el flujo por polo depende de la corriente en la armadura y, por consiguiente, de la carga. Cuando la corriente es grande, el flujo es grande y viceversa. A pesar de estas diferencias, los mismos principios y ecuaciones básicos aplican a ambas máquinas.

**Figura 5.10**

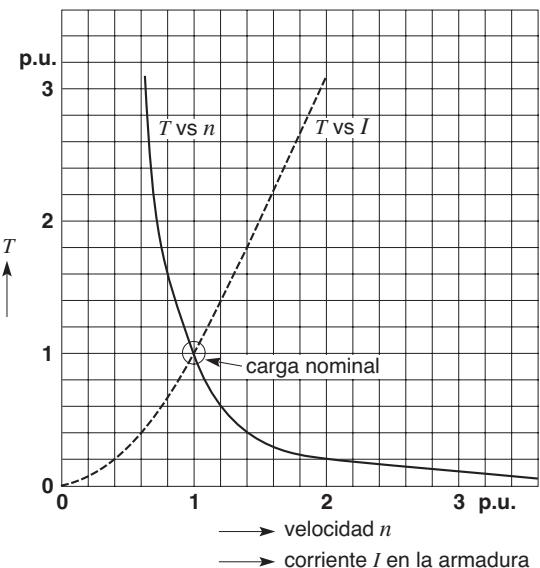
- a. Diagrama de conexión de un motor en serie.
b. Diagrama esquemático de un motor en serie.

Cuando un motor en serie opera a plena carga, el flujo por polo es igual que el de un motor en derivación de potencia y velocidad idénticas. Sin embargo, cuando el motor en serie arranca, la corriente en la armadura es más alta que la normal, lo que da como resultado que el flujo por polo también sea mayor que el normal. Se deduce que el par o momento de torsión de arranque de un motor en serie es considerablemente mayor que el de un motor en derivación. Esto se puede apreciar comparando las curvas T con las I de las figuras 5.8 y 5.11.

Por otra parte, si el motor opera con una carga menor que la plena, la corriente en la armadura y el flujo por polo son menores que los normales. El campo más débil eleva la velocidad del mismo modo que lo haría en un motor en derivación con un campo en derivación débil. Por ejemplo, si la corriente de carga de un motor en serie cae a la mitad de su valor normal, el flujo disminuye a la mitad, por lo que la velocidad se duplica. Obviamente, si la carga es pequeña, la velocidad puede elevarse a valores peligrosamente altos. Por esta razón, nunca se permite que un motor en serie opere sin carga. Tiende a embalarse y las fuerzas centrífugas resultantes podrían arrancar los devanados de la armadura y destruir la máquina.

5.9 Control de la velocidad de un motor en serie

Cuando un motor en serie soporta una carga, se tiene que ajustar un poco su velocidad. Así pues, la velocidad puede incrementarse colocando una resistencia pequeña en paralelo con el campo en serie. La corriente en el campo es entonces menor que antes, lo cual produce una disminución del flujo y un aumento de la velocidad.

**Figura 5.11**

Curvas características típicas de par-velocidad y par-corriente de un motor en serie.

Por el contrario, se puede reducir la velocidad conectando un resistor externo en serie a la armadura y al campo. La caída IR total a través del resistor y el campo reduce el voltaje suministrado a la armadura, por lo que la velocidad debe reducirse.

En la figura 5.11 se muestran las características típicas de par o momento de torsión-velocidad y par o momento de torsión-corriente. Son bastante diferentes a las características del motor en derivación dadas en la figura 5.8b.

Ejemplo 5-5

Un motor de cd en serie de 15 hp, 240 V y 1780 r/min tiene una corriente nominal a plena carga de 54 A. Las curvas por unidad de la figura 5.11 proporcionan sus características de operación.

Calcule

- La corriente y velocidad cuando el par o momento de torsión de carga es de 24 N·m
- La eficiencia en estas condiciones

Solución

- Primero establecemos la potencia, la velocidad y la corriente bases del motor, las cuales corresponden a las capacidades a plena carga como sigue:

$$P_B = 15 \text{ hp} = 15 \times 746 = 11\,190 \text{ W}$$

$$n_B = 1780 \text{ r/min}$$

$$I_B = 54 \text{ A}$$

El par o momento de torsión base es, por lo tanto,

$$\begin{aligned} T_B &= \frac{9.55 P_B}{n_B} = 9.55 \times 11\,190 / 1\,780 \\ &= 60 \text{ N}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

Un par o momento de torsión de carga de 24 N·m corresponde a un par o momento de torsión por unidad de

$$T(\text{pu}) = 24/60 = 0.4$$

De acuerdo con la figura 5.11, un par o momento de torsión de 0.4 pu se alcanza a una velocidad de 1.4 pu. Por lo tanto, la velocidad es

$$\begin{aligned} n &= n(\text{pu}) \times n_B = 1.4 \times 1780 \\ &= 2492 \text{ r/min} \end{aligned}$$

De acuerdo con la curva T vs I , un par o momento de torsión de 0.4 pu requiere una corriente de 0.6 pu. Por consiguiente, la corriente de carga es

$$I = I(\text{pu}) \times I_B = 0.6 \times 54 = 32.4 \text{ A}$$

b. Para calcular la eficiencia, tenemos que conocer P_o y P_i .

$$\begin{aligned} P_i &= EI = 240 \times 32.4 = 7776 \text{ W} \\ P_o &= nT/9.55 = 2492 \times 24/9.55 \\ &= 6263 \text{ W} \\ \eta &= P_o/P_i = 6263/7776 = 0.805 \text{ o } 80.5\% \end{aligned}$$

5.10 Aplicaciones del motor en serie

Los motores en serie se utilizan en equipos que requieren un alto par o momento de torsión de arranque. También se utilizan para propulsar dispositivos que deben funcionar a alta velocidad con cargas ligeras. El motor en serie está particularmente bien adaptado para propósitos de tracción, como en trenes eléctricos. La aceleración es rápida debido a que el par o momento de torsión es alto a bajas velocidades. Además, el motor en serie se desacelera automáticamente cuando el tren sube una cuesta, pero funciona a alta velocidad en terreno plano. La potencia de un motor en serie tiende a ser constante, porque el par o momento de torsión alto va acompañado por una baja velocidad y viceversa. Los motores en serie también se utilizan en grúas

y malacates eléctricos: las cargas livianas son izadas con rapidez y las pesadas más lentamente.

5.11 Motor compuesto

Un motor de cd compuesto tiene tanto un campo en serie como uno en derivación. En un *motor compuesto acumulativo*, la fmm de los dos campos se suma. El campo en derivación siempre es más fuerte que el campo en serie.

La figura 5.12 muestra la conexión y los diagramas esquemáticos de un motor compuesto. Cuando el motor funciona sin carga, la corriente I en el devanado en serie de la armadura es baja y la fmm del campo en serie es mínima. Sin embargo, el campo en derivación es excitado completamente por la corriente I_x , por lo que el motor se comporta como una máquina en derivación: no tiende a embalarse sin carga.

Cuando la carga se incrementa, la fmm del campo en serie también se incrementa, pero la del campo en derivación permanece constante. Por lo tanto, la fmm total (y el flujo por polo resultante) es mayor con carga que sin carga. La velocidad del motor disminuye con la carga en aumento y la reducción de la velocidad al estar sin carga y pasar a plena carga en general es de 10 a 30 por ciento.

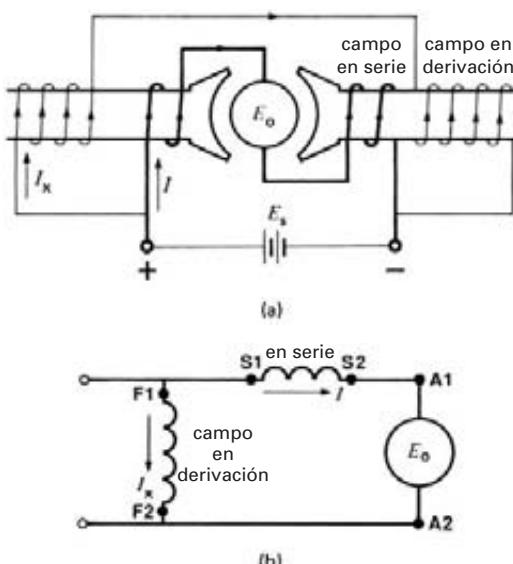
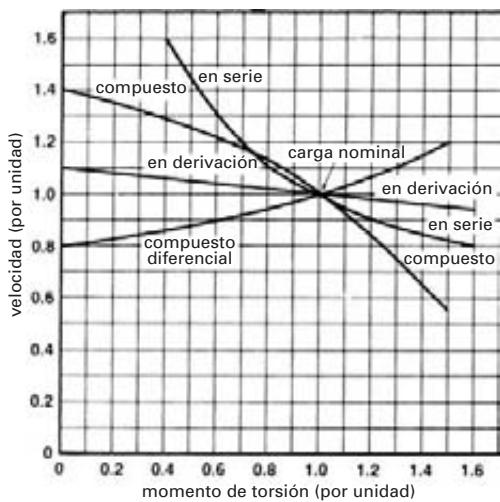


Figura 5.12

- Diagrama de conexión de un motor de cd compuesto.
- Diagrama esquemático del motor.

**Figura 5.13**

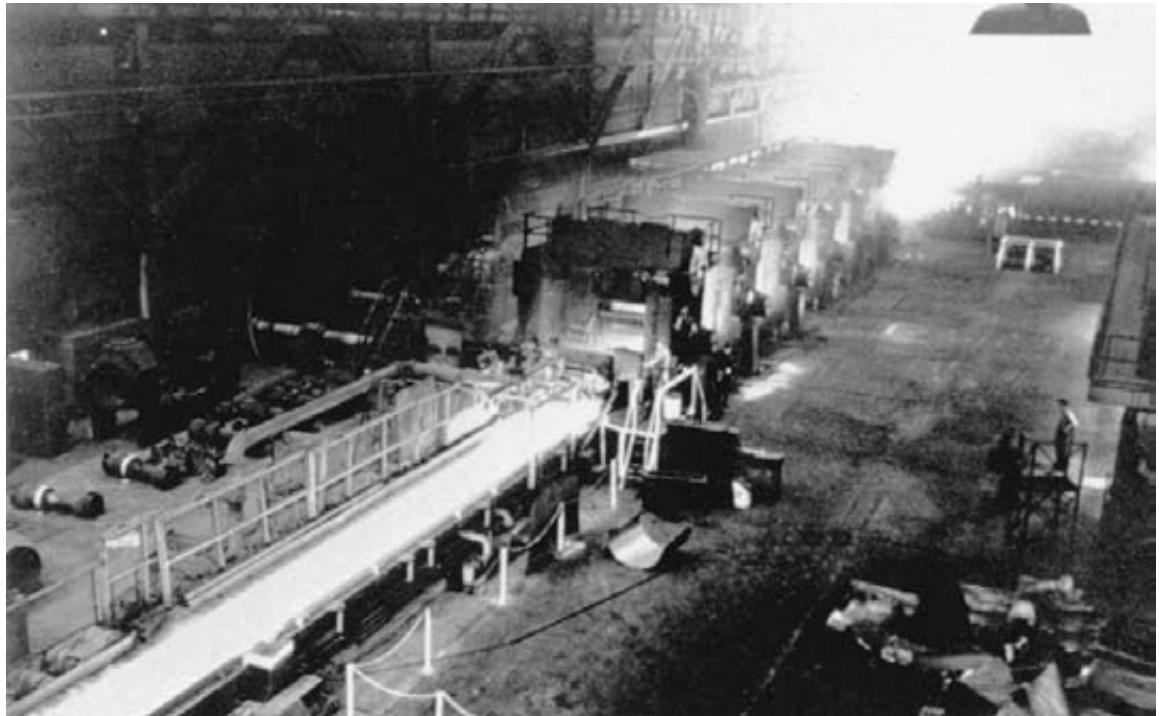
Características típicas de velocidad frente a momento de torsión de varios motores de cd.

Si conectamos el campo en serie de modo que se oponga al campo en derivación, obtenemos un *motor compuesto diferencial*. En un motor como este, la fmm total disminuye conforme se incrementa la carga. La velocidad aumenta a medida que se incrementa la carga, y esto puede causar inestabilidad. El motor compuesto diferencial tiene muy pocas aplicaciones.

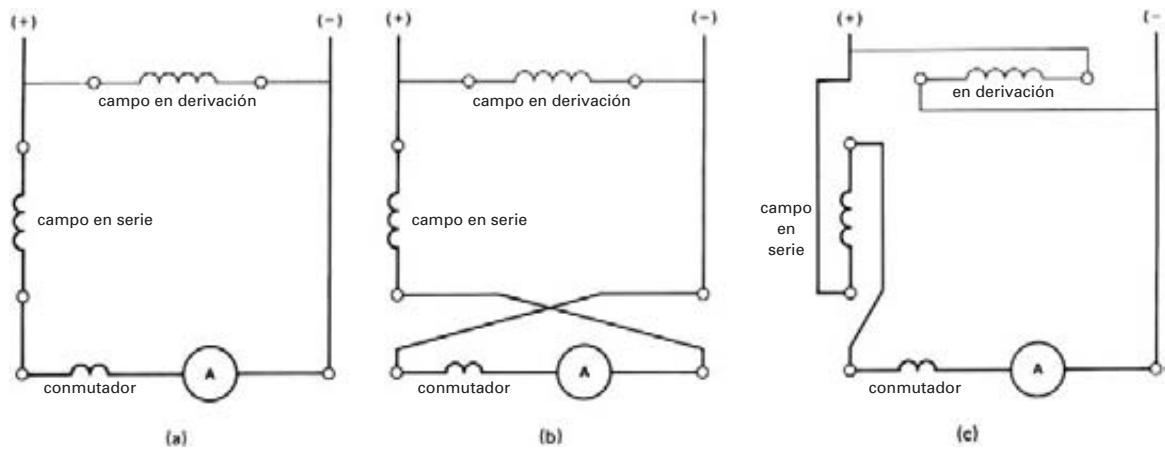
La figura 5.13 muestra las curvas típicas de par o momento de torsión-velocidad de motores en derivación, compuestos y en serie, basadas en valores por unidad. La figura 5.14 muestra una aplicación típica de motores de cd en fábricas de acero.

5.12 Inversión de la dirección de rotación

Para invertir la dirección de rotación de un motor de cd, debemos invertir (1) las conexiones de la armadura o (2) tanto las conexiones del campo en serie como las del campo en derivación. Se considera que los interpolos forman parte de la armadura. El cambio de las conexiones se muestra en la figura 5.15.

**Figura 5.14**

Fábrica de terminación en caliente de lámina de 6 estaciones, cada una impulsada por un motor de cd de 2500 kW. La ancha tira de acero es suministrada a la mesa redonda (al fondo a la izquierda) impulsada por 161 motores de cd, cada uno de 3 kW. (Cortesía de General Electric)

**Figura 5.15**

- Conexiones originales de un motor compuesto.
- Inversión de las conexiones de la armadura para invertir la dirección de rotación.
- Inversión de las conexiones del campo para invertir la dirección de rotación.

5.13 Arranque de un motor en derivación

Si aplicamos un voltaje completo a un motor en derivación estacionario, la corriente de arranque en la armadura será muy alta y corremos el riesgo de

- Quemar la armadura;
- Dañar el conmutador y las escobillas, a causa de la intensa producción de chispas;
- Sobrecargar el alimentador;
- Romper el eje a causa de un choque mecánico;
- Dañar el equipo impulsado por causa del repentino golpe mecánico.

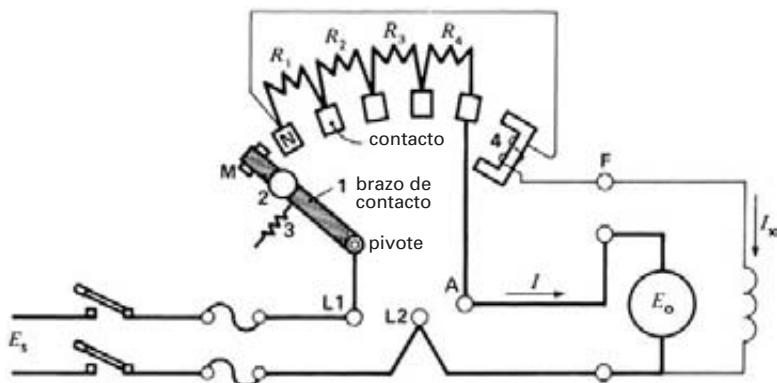
Por lo tanto, todos los motores de cd deben tener una forma de limitar la corriente de arranque a valores razonables, por lo general entre 1.5 y dos veces la corriente a plena carga. Una solución es conectar un reóstato en serie a la armadura. La resistencia se reduce gradualmente a medida que el motor se acelera, y desaparece por completo cuando la máquina alcanza su velocidad tope.

Hoy en día, con frecuencia se utilizan métodos electrónicos para limitar la corriente de arranque y para controlar la velocidad.

5.14 Arrancador de reóstato manual

La figura 5.16 muestra el diagrama esquemático de un arrancador de reóstato manual de un motor en derivación. También podemos ver contactos de cobre descubiertos conectados a los resistores limitadores de corriente R_1 , R_2 , R_3 y R_4 . El brazo conductor 1 pasa a través de los contactos cuando es jalado hacia la derecha por medio de una manija aislada 2. En la posición mostrada, el brazo toca el contacto de cobre M sin corriente y el circuito del motor está abierto. Conforme se mueve la manija a la derecha, el brazo conductor toca primero el contacto fijo N.

El voltaje de suministro E_s hace que fluya inmediatamente toda la corriente de campo I_x , pero la corriente I en la armadura es limitada por los cuatro resistores de la caja de arranque. El motor comienza a girar y, a medida que se incrementa la fcm E_o , la corriente en la armadura disminuye gradualmente. Cuando la velocidad del motor ya no aumenta, el brazo es jalado al siguiente contacto, con lo que se elimina el resistor R_1 del circuito de la armadura. La corriente salta de inmediato a un valor más alto y el motor se acelera con rapidez a la siguiente velocidad más alta. Cuando la velocidad se nivela de nuevo, nos movemos al siguiente contacto, y así sucesivamente, hasta que finalmente el brazo toca el último contacto. El brazo es magnéticamente mantenido en esta posición mediante un pequeño electroimán 4, el cual está en serie con el campo en derivación.

**Figura 5.16**

Arrancador de reóstato manual de un motor en derivación.

Si el voltaje de suministro se interrumpe de repente, o si la excitación del campo se interrumpe por accidente, el electroimán libera el brazo y permite que regrese a su posición muerta, por el tirón del resorte 3. Esta característica de seguridad evita que el motor vuelva a arrancar inesperadamente cuando el voltaje de suministro se restablece.

5.15 Frenado de un motor

A menudo pensamos que detener un motor de cd es una operación simple, casi trivial. Desafortunadamente, esto no siempre es cierto. Cuando un motor de cd grande está acoplado a una pesada carga inercial, el sistema podría tardar una hora o más en detenerse. Por muchas razones, semejante tiempo de desaceleración es inaceptable y, en esas circunstancias, debemos aplicar un par o momento de torsión de frenado para garantizar un rápido frenado. Una forma de frenar el motor es mediante fricción mecánica simple, del mismo modo que detenemos un carro. Un método más elegante consiste en hacer circular una corriente inversa en la armadura, para frenar el motor eléctricamente. Se emplean dos métodos para crear un freno electromecánico: (1) frenado dinámico y (2) inversión de la rotación.

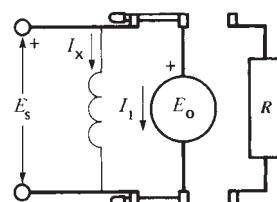
5.16 Frenado dinámico

Considérese un motor en derivación cuyo campo está conectado directamente a una fuente E_s y cuya armadura está conectada a la misma fuente por medio de un interruptor de dos vías. El interruptor conecta la armadura a la línea o a un resistor externo R (Fig. 5.17).

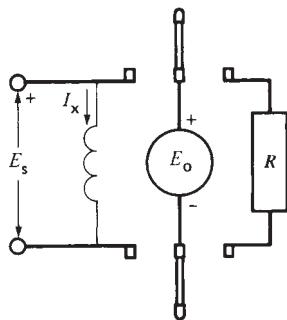
Cuando el motor está funcionando normalmente, la dirección de la corriente I_1 en la armadura y la polaridad de la fcm E_o son las mostradas en la figura 5.17a. Sin tomar en cuenta la caída IR en la armadura, E_o es igual a E_s .

Si abrimos de repente el interruptor (Fig. 5.17b), el motor continúa girando, pero su velocidad se reducirá gradualmente por la fricción en los cojinetes y la fricción del aire. Por otra parte, como el campo en derivación aún está excitado, el voltaje inducido E_o continúa existiendo, disminuyendo igual que la velocidad. En esencia, el motor ahora es un generador cuya armadura es un circuito abierto.

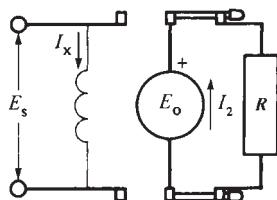
Si cerramos el interruptor en el segundo conjunto de contactos, la armadura se conecta repentinamente al resistor externo (Fig. 5.17c). El voltaje E_o producirá de inmediato una corriente I_2 en la armadura. Sin embargo, esta corriente fluye en la dirección *opuesta* a la corriente original I_1 . Se desprende que se desarrolla un par o momento de torsión inverso cuya magnitud depende de I_2 . Este par o momento de torsión inverso provoca un rápido pero muy suave frenado de la máquina.

**Figura 5.17a**

Armadura conectada a una fuente de cd E_s .

**Figura 5.17b**

Armadura en un circuito abierto que genera un voltaje E_o .

**Figura 5.17c**

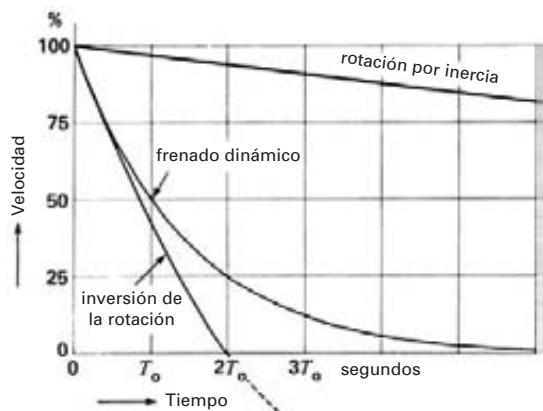
Frenado dinámico.

En la práctica, el resistor R se elige de modo que la corriente de frenado inicial sea aproximadamente dos veces la corriente nominal del motor. Así, el par o momento de torsión de frenado inicial será dos veces el par o momento de torsión normal del motor.

A medida que el motor se desacelera, la disminución gradual de E_o produce una disminución correspondiente de I_2 . Por consiguiente, el par o momento de torsión de frenado se vuelve cada vez menor y finalmente llega a cero cuando la armadura deja de girar. La velocidad disminuye rápidamente al principio y luego más lentamente, a medida que la armadura se detiene. La velocidad disminuye exponencialmente, un poco como el voltaje a través de un capacitor de descarga. Por lo tanto, la velocidad disminuye a la mitad en intervalos de tiempo T_o iguales. Para ilustrar la utilidad del frenado dinámico, la figura 5.18 compara las curvas de velocidad-tiempo de un motor equipado con frenado dinámico y uno que simplemente gira por inercia hasta detenerse.

5.17 Frenado por inversión de rotación

Podemos detener el motor aún más rápido con un método llamado *inversión de rotación*, el cual consiste en

**Figura 5.18**

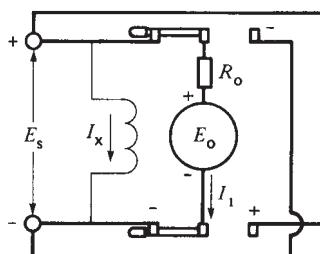
Curvas de velocidad-tiempo con varios métodos de frenado.

invertir repentinamente la corriente en la armadura invirtiendo las terminales de la fuente (Fig. 5.19a).

En condiciones normales de motor, la corriente I_1 en la armadura es

$$I_1 = (E_s - E_o)/R_o$$

donde R_o es la resistencia de la armadura. Si invertimos repentinamente las terminales de la fuente, el voltaje neto que actúa en el circuito de la armadura es $(E_o + E_s)$. La llamada fuerza contraelectromotriz E_o de la armadura ya no se opone a nada sino que en realidad se suma al voltaje de suministro E_s . Este voltaje neto produciría una enorme corriente inversa, quizás 50 veces más grande que la corriente en la armadura a plena carga. Esta corriente iniciaría un arco alrededor del comutador y destruiría los segmentos, escobillas y soportes incluso antes de que los disyuntores de circuito puedan abrirse.

**Figura 5.19a**

Armadura conectada a una fuente de cd E_s .

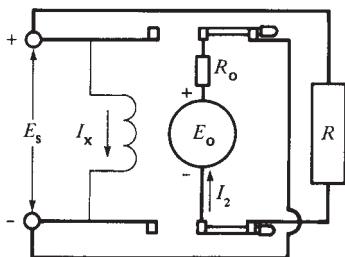


Figura 5.19b
Inversión de la rotación.

Para evitar semejante catástrofe, debemos limitar la corriente inversa introduciendo un resistor R en serie con el circuito inversor (Fig. 5.19b). Como en el frenado dinámico, el resistor está diseñado para limitar la corriente de frenado inicial I_2 a aproximadamente dos veces la corriente a plena carga. Con este circuito inversor, se desarrolla un par o momento de torsión inverso aun cuando la armadura se haya detenido. De hecho, a velocidad cero, $E_o = 0$, pero $I_2 = E_s/R$, lo cual es aproximadamente la mitad de su valor inicial. En cuanto el motor se detiene, se debe abrir de inmediato el circuito de la armadura, de lo contrario comenzará a girar a la inversa. Por lo general, la interrupción del circuito es controlada por un dispositivo de velocidad nula automática montado en el eje del motor.

Las curvas de la figura 5.18 nos permiten comparar el frenado de inversión de rotación y el frenado dinámico con la misma corriente de frenado inicial. Observe que la inversión de rotación detiene el motor por completo después de un intervalo $2T_o$. Por otra parte, si se utiliza frenado dinámico, la velocidad aún es del 25 por ciento de su valor original en este momento. No obstante, la simplicidad comparativa del frenado dinámico hace que sea más utilizado en la mayoría de las aplicaciones.

5.18 Frenado dinámico y constante de tiempo mecánica

Mencionamos que la velocidad disminuye exponencialmente con el tiempo cuando un motor de cd es detenido mediante frenado dinámico. Por consiguiente, podemos hablar de una constante de tiempo mecánica T del mismo modo que hablamos de la constante de tiempo eléctrica de un capacitor que se descarga hacia un resistor.

En esencia, T es el tiempo que se requiere para que la velocidad del motor se reduzca a 36.8 por ciento de

su valor inicial. Sin embargo, es mucho más fácil trazar las curvas de velocidad-tiempo definiendo una nueva constante de tiempo T_o , que es el tiempo requerido para que la velocidad disminuya 50 por ciento de su valor original. Existe una relación matemática directa entre la constante de tiempo convencional T y la constante de medio tiempo T_o . Es decir

$$T_o = 0.693T \quad (5.8)$$

Podemos demostrar que esta constante de tiempo mecánica está dada por

$$T_o = \frac{Jn_1^2}{131.5 P_1} \quad (5.9)$$

donde

T_o = tiempo para que la velocidad del motor se reduzca a la mitad de su valor previo [s]

J = momento de inercia de las partes rotatorias, con respecto al eje del motor [$\text{kg}\cdot\text{m}^2$]

n_1 = velocidad inicial del motor cuando se inicia el frenado [r/min]

P_1 = potencia inicial suministrada por el motor al resistor de frenado [W]

131.5 = una constante [valor exacto = $(30/\pi)^2/\log_2 2$]

0.693 = una constante [valor exacto = $\log_2 0.5$]

Esta ecuación está basada en la suposición de que el efecto de frenado se debe por completo a la energía disipada en el resistor de frenado. En general, el motor está sometido a un par o momento de torsión de frenado extra provocado por la fricción del aire y la fricción en los cojinetes, y por lo tanto el tiempo de frenado será menor que el dado por la ecuación 5.9.

Ejemplo 5-6

Un motor de cd de 225 kW (≈ 300 hp), 250 V y 1280 r/min tiene pérdidas de 8 kW por fricción en los cojinetes, por fricción del aire y por calentamiento del hierro. Impulsa un gran volante y el momento total de inercia del volante y la armadura es de $177 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$. El motor está conectado a una fuente de cd de 210 V y su velocidad es de 1280 r/min justo antes de que la armadura sea desviada a través de un resistor de frenado de 0.2Ω .

Calcule

- La constante de tiempo mecánica T_o del sistema de frenado
- El tiempo para que la velocidad del motor se reduzca a 20 r/min

- c. El tiempo para que la velocidad se reduzca a 20 r/min si sólo la fuerza de frenado es la producida por las pérdidas por rozamiento con el aire, fricción mecánica y por calentamiento del hierro.

Solución

- a. Observamos que el voltaje de la armadura es de 210 V y la velocidad es de 1280 r/min.

Cuando la armadura es desviada hacia el resistor de frenado, el voltaje inducido aún está muy cercano a 210 V. La potencia inicial suministrada al resistor es

$$P_1 = E^2/R = 210^2/0.2 = 220\,500 \text{ W}$$

La constante de tiempo T_o es

$$\begin{aligned} T_o &= Jn_1^2/(131.5 P_1) & (5.9) \\ &= \frac{177 \times 1280^2}{131.5 \times 220\,500} \\ &= 10 \text{ s} \end{aligned}$$

- b. La velocidad del motor se reduce en 50 por ciento cada 10 s. La curva de velocidad frente a tiempo sigue la secuencia dada a continuación:

velocidad (r/min)	tiempo (s)
1280	0
640	10
320	20
160	30
80	40
40	50
20	60

La velocidad del motor se reduce a 20 r/min después de un intervalo de 60 s.

- c. Las pérdidas por rozamiento con el aire, fricción mecánica y por calentamiento del hierro son de 8 kW. Estas pérdidas no varían con la velocidad exactamente del mismo modo que las pérdidas en un resistor de frenado. Sin embargo, el comportamiento es comparable, lo que nos permite hacer una estimación aproximada del tiempo de frenado. Tenemos

$$n_1 = 1280 \quad P_1 = 8000$$

La nueva constante de tiempo es

$$\begin{aligned} T_o &= Jn_1^2/(131.5 P_1) \\ &= (177 \times 1280^2)/(131.5 \times 8000) \\ &= 276 \text{ s} = 4.6 \text{ min} \end{aligned}$$

El tiempo de detención se incrementa en proporción a la constante de tiempo. Por consiguiente, el tiempo para alcanzar 20 r/min es aproximadamente

$$\begin{aligned} t &= (276/10) \times 60 = 1656 \text{ s} \\ &= 28 \text{ min} \end{aligned}$$

Este tiempo de frenado es 28 veces más largo que cuando se utiliza frenado dinámico.

En teoría, un motor que es frenado dinámicamente nunca se detiene por completo. En la práctica, sin embargo, podemos suponer que la máquina se detiene después de un intervalo de $5 T_o$ segundos.

Si se invierte la rotación del motor por contracorriente, el tiempo de detención tiene un valor definido dado por

$$t_s = 2T_o \quad (5.10)$$

donde

t_s = tiempo de detención mediante inversión de corriente [s]

T_o = constante de tiempo dada por la ecuación 5.9 [s]

Ejemplo 5-7

Al motor del ejemplo 5-6 se le invirtió la rotación y el resistor de frenado se incrementó a 0.4 Ω para que la corriente de frenado permaneciera igual que antes.

Calcule

- La corriente de frenado inicial y la potencia de frenado
- El tiempo de frenado

Solución

El voltaje neto a través del resistor es

$$E = E_o + E_s = 210 + 210 = 420 \text{ V}$$

La corriente de frenado inicial es

$$I_1 = E/R = 420/0.4 = 1050 \text{ A}$$

La potencia de frenado inicial es

$$P_1 = E_o I_1 = 210 \times 1050 = 220.5 \text{ kW}$$

De acuerdo con la ecuación 5.9, T_o tiene el mismo valor que antes:

$$T_o = 10 \text{ s}$$

El tiempo para detenerse por completo es

$$t_s = 2T_o = 20 \text{ s}$$

5.19 Reacción de la armadura

Hasta ahora hemos dado por hecho que la fuerza magnetomotriz que actúa en un motor de cd es producida sólo por el campo. Sin embargo, la corriente que fluye en los conductores de la armadura también crea una fuerza magnetomotriz que distorsiona y debilita el flujo que proviene de los polos. Esta distorsión y debilitamiento del campo ocurre tanto en motores como en generadores. Recordemos que la acción magnética de la fmm de la armadura se conoce como *reacción de la armadura*.

5.20 Distorsión del flujo provocada por la reacción de la armadura

Cuando un motor funciona sin carga, la pequeña corriente que fluye en la armadura no afecta apreciablemente el flujo Φ_1 que proviene de los polos (Fig. 5.20). Pero cuando la armadura transporta su corriente normal, produce una fuerte fuerza magnetomotriz, la cual, si actuara sola, crearía un flujo Φ_2 (Fig. 5.21). Superponiendo Φ_1 y Φ_2 , obtenemos el flujo resultante Φ_3 (Fig. 5.22). En este ejemplo, la densidad de flujo se incrementa debajo de la mitad izquierda del polo y disminuye debajo de la mitad derecha. Esta distribución desigual produce dos efectos importantes. Primero, la zona neutra se mueve hacia la izquierda (contra la dirección de rotación). El resultado es una deficiente commutación con chispas en las escobillas. En segundo lugar, la densidad de flujo más alta en la punta del polo A ocasiona saturación. Por consiguiente, el incremento del flujo debajo del lado izquierdo del polo es menor que la disminución debajo del lado derecho. Por lo tanto, el flujo Φ_3 a plena carga es un poco menor que el flujo Φ_1 sin carga. En máquinas grandes, la disminución del flujo puede ser hasta de 10 por ciento y hace que se incremente la velocidad con la carga. Se-mejante condición tiende a ser inestable; para eliminar el problema, en ocasiones se agrega un campo en serie de una o dos vueltas para incrementar el flujo bajo la carga. Se dice que este tipo de motores tienen un *devanado en derivación estabilizado*.

5.21 Polos comutadores

Para contrarrestar el efecto de la reacción de la armadura y mejorar así la commutación, siempre se coloca un juego de *polos comutadores* entre los polos principales de motores de cd de mediana y gran potencia

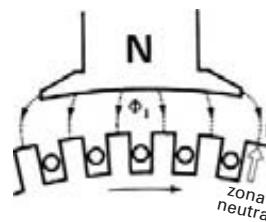


Figura 5.20

Distribución de flujo en un motor que funciona sin carga.

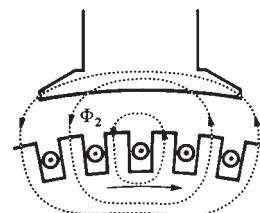


Figura 5.21

Flujo creado por la corriente en la armadura a plena carga.

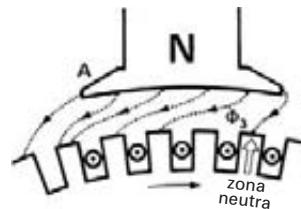
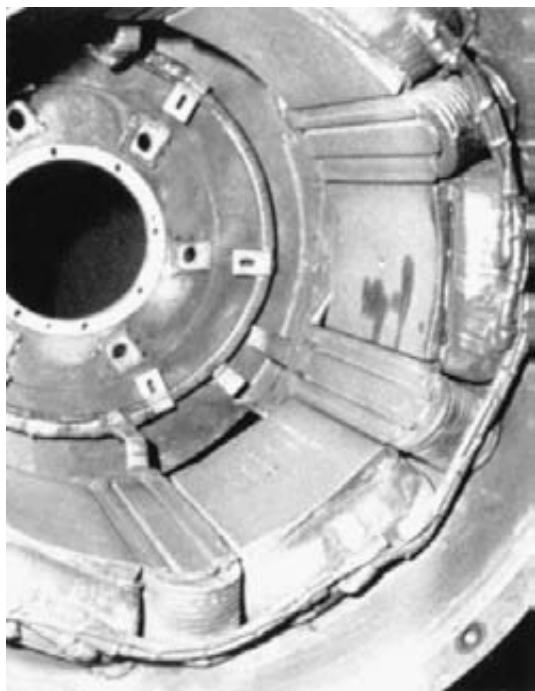


Figura 5.22

Distribución de flujo resultante en un motor que funciona a plena carga.

(Fig. 5.23). Como en el caso de un generador de cd, estos polos angostos desarrollan una fuerza magnetomotriz igual y opuesta a la fmm de la armadura, para que las fuerzas magnetomotoras respectivas aumenten y disminuyan simultáneamente a medida que varíe la corriente de carga. En la práctica, la fmm de los polos comutadores se hace un poco más grande que la de la armadura. De esta manera, queda un pequeño flujo en la región de los polos comutadores. El flujo está diseñado para inducir en la bobina que experimenta commutación un voltaje igual y opuesto al voltaje de autoinducción mencionado en la sección 4.28. Como resultado, la commutación mejora muchísimo y ocurre más o menos como se describió en la sección 4.27.

**Figura 5.23**

Los polos comutadores angostos están colocados entre los polos principales de este motor de 6 polos.

La neutralización de la fmm de la armadura está restringida a la angosta zona cubierta por los polos comutadores, donde ocurre la conmutación. Desafortunadamente, la distribución del flujo debajo de los polos principales permanece distorsionada. Esto no provoca problemas en motores que impulsan cargas ordinarias. Pero en casos especiales es necesario agregar un devanado compensador, una característica que describiremos a continuación.

5.22 Devanado compensador

Algunos motores de cd en el intervalo de 100 kW a 10 MW (≈ 134 hp a $13\,400$ hp) empleados en fábricas de acero realizan una serie de operaciones rápidas de trabajo pesado. Se aceleran, se desaceleran, se detienen y funcionan en reversa, todo en cuestión de segundos. La corriente correspondiente en la armadura se incrementa, disminuye, se invierte de manera gradual, lo que produce cambios repentinos en la reacción de la armadura.

En este tipo de motores, los polos comutadores y los devanados estabilizadores en serie no neutralizan adecuadamente la fmm de la armadura. El control del

par o momento de torsión y de la velocidad es difícil en semejantes condiciones transitorias y pueden ocurrir descargas en el conmutador. Para eliminar este problema, se conectan en serie *devanados compensadores* especiales a la armadura. Están distribuidos en ranuras, cortadas en las caras de los polos de campo principales (Fig. 5.24). Al igual que los polos comutadores, estos devanados producen una fmm igual y opuesta a la fmm de la armadura. Sin embargo, como los devanados están distribuidos a través de las caras de los polos, la fmm de la armadura debe ser compensada de un punto a otro, lo cual elimina la distorsión de campo mostrada en la figura 5.22. Con devanados compensadores, la distribución de campo permanece sin perturbación al pasar del funcionamiento sin carga al funcionamiento a plena carga, conservando así la forma general mostrada en la figura 5.20.

La adición de devanados compensadores tiene un efecto profundo en el diseño y desempeño de un motor de cd:

1. Se puede utilizar un entrehierro más angosto porque ya no hay que preocuparse por el efecto desmagnetizador de la armadura. Un entrehierro más angosto significa que se puede reducir la intensidad del campo en derivación, por lo que las bobinas son más pequeñas.
2. La inductancia del circuito de la armadura se reduce por un factor de 4 o 5; por lo tanto, la corriente en la armadura puede cambiar con más rapidez y el motor da una respuesta mucho mejor. Esto sucede particularmente en máquinas grandes.
3. Un motor equipado con devanados compensadores puede desarrollar brevemente de 3 a 4 veces su par o momento de torsión nominal. El par o momento de torsión pico de un motor no compensado es mucho más bajo cuando la corriente en la armadura es grande. La razón es que el flujo efectivo en el entrehierro se reduce con rapidez al incrementarse la corriente, a causa de la reacción de la armadura.

Concluimos entonces que los devanados compensadores son esenciales en motores grandes sometidos a ciclos de trabajo severos.

5.23 Fundamentos del control de velocidad variable

Las salidas más importantes de un motor de cd son su velocidad y par o momento de torsión. Es útil determinar los límites de cada uno a medida que aumenta la velocidad desde cero hasta rebasar la velocidad base. Para hacerlo,

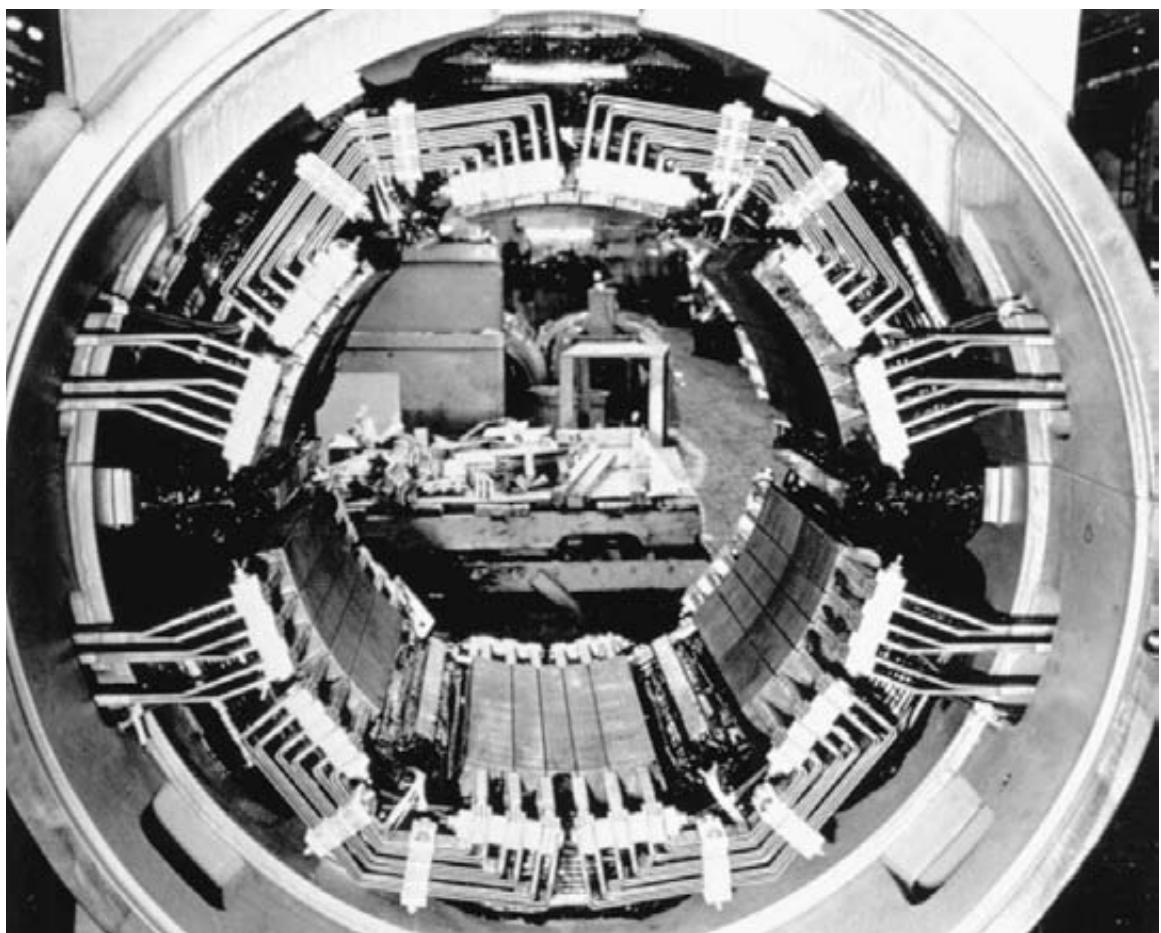


Figura 5.24

Motor de cd de seis polos que tiene un devanado compensador distribuido en ranuras en los polos principales. La máquina también tiene 6 polos comutadores.
(Cortesía de General Electric Company)

los valores nominales de la corriente en la armadura, del voltaje en la armadura y del flujo en el campo no deben excederse, aunque se pueden utilizar valores menores.

Para realizar nuestro análisis, suponemos un motor en derivación ideal con excitación independiente, en el que la resistencia de la armadura es mínima (Fig. 5.25). El voltaje en la armadura E_a , la corriente en la armadura I_a , el flujo Φ_f , la corriente de excitación I_f y la velocidad n se expresan en valores por unidad. De esta manera, si el voltaje nominal en la armadura E_a es de 240 V y la corriente nominal en la armadura I_a es de 600 A, a ambos se les da un valor por unidad de 1. Asimismo, el flujo Φ_f en el campo en derivación nominal tiene un va-

lor por unidad de 1. La ventaja del enfoque por unidad es que proporciona la curva universal para velocidad.

Por lo tanto, el par o momento de torsión por unidad T está dado por el flujo Φ_f por unidad multiplicado por la corriente I_a por unidad en la armadura.

$$T = \Phi_f I_a \quad (5.11)$$

Mediante el mismo razonamiento, el voltaje E_a por unidad en la armadura es igual a la velocidad por unidad n multiplicada por el flujo Φ_f por unidad

$$E_a = n \Phi_f \quad (5.12)$$

El punto de inicio lógico de la curva de par o momento de torsión-velocidad (Fig. 5.26) es la condición

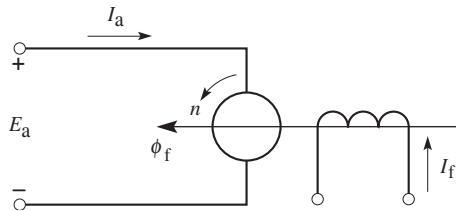


Figura 5.25
Diagrama de un circuito por unidad.

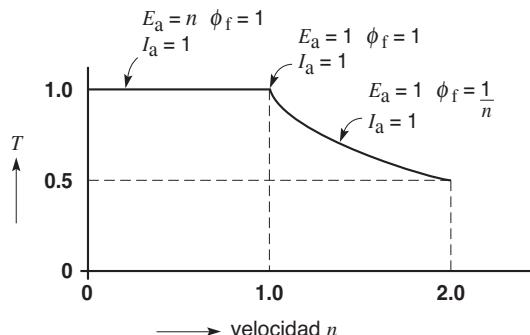


Figura 5.26

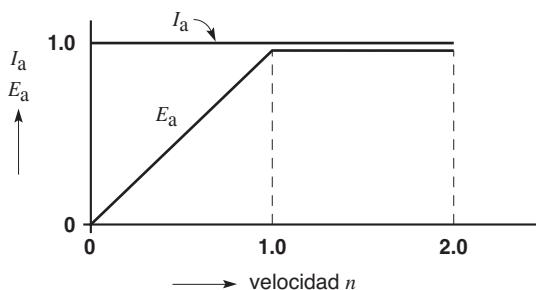


Figura 5.27

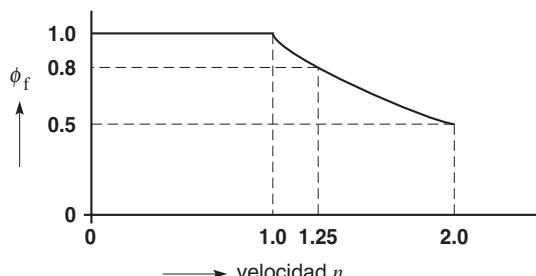


Figura 5.28

en la que el motor desarrolla el momento de torsión nominal ($T = 1$) a una velocidad nominal ($n = 1$). La velocidad nominal también se conoce como *velocidad base*.

Para reducir la velocidad por debajo de la velocidad base, reducimos gradualmente a cero el voltaje en la armadura, y mantenemos los valores nominales de I_a y Φ_f constantes a su valor por unidad de 1. Aplicando la ecuación 5.11, el momento de torsión por unidad correspondiente $T = 1 \times 1 = 1$. Además, de acuerdo con la ecuación 5.12, el voltaje por unidad $E_a = n \times 1 = n$. Las figuras 5.27 y 5.28 muestran el estado de E_a , I_a y Φ_f durante esta fase de operación del motor, conocido como modo de par o *momento de torsión continuo*.

Después, para aumentar la velocidad por encima de la velocidad base, observamos que el voltaje de la armadura no puede ser incrementado porque ya está en su nivel nominal de 1. La única solución es mantener E_a a su nivel nominal de 1 y reducir el flujo. De acuerdo con la ecuación 5.12, esto significa que $n\Phi_f = 1$, por lo que $\Phi_f = 1/n$. De este modo, por encima de la velocidad base, el flujo por unidad es igual al recíproco de la velocidad por unidad. Durante este modo de operación, la corriente en la armadura puede mantenerse en su nivel nominal de 1. Recordando la ecuación 5.11, deducimos que $T = \Phi_f I_a = (1/n \times 1) = 1/n$. Así, por encima de la velocidad base, el par o momento de torsión por unidad disminuye como el recíproco de la velocidad por unidad. Está claro que como la corriente por unidad en la armadura y el voltaje en la armadura son iguales a 1 durante esta fase, la potencia alimentada al motor también es igual a 1. Habiendo supuesto una máquina ideal, el rendimiento de potencia mecánica por unidad también es igual a 1, el cual corresponde a la potencia nominal. Es por eso que la región sobre la velocidad base recibe el nombre de modo de *caballos de potencia constantes*.

Concluimos entonces que el motor de cd ideal en derivación puede operar dondequiera dentro de los límites de la curva par o momento de torsión-velocidad ilustrada en la figura 5.26.

En la práctica, la curva real de par o momento de torsión-velocidad puede diferir considerablemente de la mostrada en la figura 5.26. La curva indica un límite de velocidad superior de 2, pero algunas máquinas pueden ponerse a límites de 3 e incluso 4, reduciendo el flujo como corresponda. Sin embargo, cuando la velocidad sobrepasa la velocidad base, se presentan problemas de conmutación y las fuerzas centrífugas pueden llegar a ser peligrosas. Cuando el motor funciona por debajo de la velocidad base, la ventilación se vuelve más deficiente y la temperatura tiende a elevarse por encima de su valor nominal. Por ello, la corriente en la armadura debe reducirse, lo cual reduce el par o momento de torsión. A la larga, cuando la velocidad es cero, toda la ven-

tilación forzada cesa e incluso la corriente en el campo debe reducirse para evitar el sobrecalentamiento de las bobinas de campo en derivación. Como resultado, el par o momento de torsión detenido admisible sólo puede tener un valor por unidad de 0.25. La curva de par o momento de torsión-velocidad práctica resultante se muestra en la figura 5.29.

La drástica caída del par o momento de torsión conforme disminuye la velocidad puede superarse en gran medida con el uso de un ventilador externo para enfriar el motor. El ventilador genera una corriente de aire constante, sin importar cuál sea la velocidad del motor. En estas condiciones, la curva de par o momento de torsión-velocidad se aproxima a la mostrada en la figura 5.26.

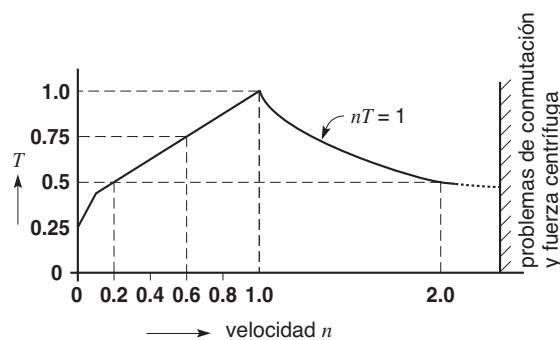


Figura 5.29

Curva de momento de torsión-velocidad de un motor de cd típico.

5.24 Motores de imán permanente

Hemos visto que los motores con campo en derivación requieren bobinas y una corriente en el campo para producir el flujo. La energía consumida, el calor producido y el espacio relativamente grande ocupado por los polos de campo son desventajas de un motor de cd. Utilizando imanes permanentes en lugar de bobinas de campo, se eliminan estas desventajas. El resultado es un motor más pequeño y más eficiente, que además no tiene el riesgo de embalamiento a causa de la falla de campo.

Otra ventaja de utilizar imanes permanentes es que el entrehierro efectivo se incrementa muchas veces. La razón es que los imanes tienen una permeabilidad casi igual a la del aire. Por consiguiente, la fmm de la armadura no puede crear el campo intenso que es posible cuando se emplean piezas polares de hierro blando. Así, el campo creado por los imanes no se distorsiona, como se muestra en la figura 5.22. Por lo tanto, la reacción en la armadura se reduce y la comutación se mejora, al igual que la capacidad de sobrecarga del motor. Una ventaja más es que el entrehierro grande reduce la inductancia de la armadura, por lo que responde más rápido a cambios de la corriente en la armadura.

Los motores de imán permanente son particularmente ventajosos con capacidades por debajo de 5 hp. Los imanes son aleaciones cerámicas o de tierras raras/co-



Figura 5.30

Motor de imán permanente de 1.5 hp, 90 V, 2900 r/min y 14.5 A. Diámetro de la armadura: 73 mm; longitud de la armadura: 115 mm; ranuras: 20; barras comutadoras: 40; vueltas por bobina: 5; tamaño de los conductores: Núm. 17 AWG, devanado imbricado. Resistencia de la armadura a 20 °C: 0.34 Ω. (Cortesía de Baldor Electric Company)

balto. La figura 5.30 muestra la construcción de un motor de imán permanente de 1.5 hp, 90 V y 2900 r/min. Su armadura alargada garantiza una baja inercia y una respuesta rápida cuando se utiliza en aplicaciones servo.

La única desventaja de los motores de imán permanente es el costo relativamente alto de los imanes y la inestabilidad para obtener velocidades altas debilitando el campo.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 5-1 Nombre tres tipos de motores de cd y realice un diagrama de sus conexiones.
- 5-2 Explique qué significa el efecto de generador en un motor.
- 5-3 ¿Qué determina la magnitud y polaridad de la fuerza contraelectromotriz en un motor de cd?
- 5-4 La fcem de un motor siempre es un poco menor que el voltaje aplicado a la armadura. Explique.
- 5-5 Nombre dos métodos que se utilizan para variar la velocidad de un motor de cd.
- 5-6 Explique por qué la corriente en la armadura de un motor en derivación disminuye a medida que el motor se acelera.
- 5-7 ¿Por qué se requiere un resistor de arranque para acelerar un motor?
- 5-8 Muestre una forma de invertir la dirección de rotación de un motor compuesto.
- 5-9 Un motor en derivación de 230 V tiene una corriente nominal en la armadura de 60 A. Si la resistencia de la armadura es de $0.15\ \Omega$, calcule lo siguiente:
 - a. La fcem [V].
 - b. La potencia suministrada a la armadura [W].
 - c. La potencia mecánica desarrollada por el motor [kW] y [hp].
- 5-10 a. En el problema 5-9, calcule la corriente de arranque inicial si el motor está conectado directamente a través de la línea de 230 V.
b. Calcule el valor del resistor de arranque requerido para limitar la corriente inicial a 115 A.

Nivel intermedio

- 5-11 El motor compuesto de la figura 5.12 tiene 1200 vueltas en el devanado en derivación y

25 en el devanado en serie, por polo. El campo en derivación tiene una resistencia total de $115\ \Omega$ y la corriente nominal en la armadura es de 23 A. Si el motor se conecta a una línea de 230 V, calcule lo siguiente:

- a. La fmm por polo a plena carga.
- b. La fmm sin carga.

- 5-12 Un motor de cd con excitación independiente gira a 1200 r/min cuando la armadura está conectada a una fuente de 115 V. Calcule el voltaje en la armadura requerido para que el motor funcione a 1500 r/min. A 100 r/min.
- 5-13 Se conoce la siguiente información sobre un motor de cd en derivación de 250 hp, 230 V y 435 r/min:
corriente nominal a plena carga: 862 A
clase de aislante: H
peso: 3400 kg
diámetro externo del armazón: 915 mm
longitud del armazón: 1260 mm
 - a. Calcule las pérdidas totales y la eficiencia a plena carga.
 - b. Calcule la corriente de excitación aproximada del campo en derivación, si éste provoca el 20 por ciento de las pérdidas totales.
 - c. Calcule el valor de la resistencia de la armadura así como la fcem, sabiendo que el 50 por ciento de las pérdidas totales a plena carga se deben a la resistencia de la armadura.
 - d. Si deseamos alcanzar una velocidad de 1100 r/min, ¿cuál deberá ser la corriente de excitación aproximada?
- 5-14 Deseamos detener un motor de 120 hp, 240 V y 400 r/min mediante el circuito de frenado dinámico mostrado en la figura 5.17. Si la corriente nominal en la armadura es de 400 A, calcule lo siguiente:
 - a. El valor del resistor de frenado R si deseamos limitar la corriente de frenado máxima a 125 por ciento de su valor nominal.
 - b. La potencia de frenado [kW] cuando el motor se ha desacelerado a 200 r/min, 50 r/min, 0 r/min.
- 5-15 a. El motor del problema 5-14 se detuvo con el circuito inversor de corriente de la figura 5.19. Calcule el nuevo resistor de frenado R para que la corriente de frenado máxima sea de 500 A.

- b.** Calcule la potencia de frenado [kW] cuando el motor se ha desacelerado a 200 r/min, 50 r/min, 0 r/min.
- c.** Compare la potencia de frenado desarrollada a 200 r/min con la potencia instantánea disipada en el resistor R .

Nivel avanzado

- 5-16 La armadura de un motor de 225 kW y 1200 r/min tiene un diámetro de 559 mm y una longitud axial de 235 mm. Calcule lo siguiente:
- a.** El momento de inercia aproximado, sabiendo que la densidad del hierro es de 7900 kg/m^3 .
 - b.** La energía cinética de la armadura sola cuando gira a 1200 r/min.
 - c.** La energía cinética total de las partes giratorias a una velocidad de 600 r/min, si el J de los devanados y del commutador es igual al J calculado en (a).
- 5-17 Si reducimos en 50 por ciento la corriente normal de excitación de un motor en derivación práctica, la velocidad se incrementa, pero nunca se duplica. Explique por qué, teniendo en cuenta la saturación del hierro bajo excitación normal.
- 5-18 La velocidad de un motor en serie disminuye al aumentar la temperatura, mientras que la de un motor en derivación se incrementa. Explique.

Aplicación industrial

- 5-19 Un motor de imán permanente equipado con imanes de cobalto-samario pierde el 3% de su magnetismo por cada 100°C de aumento de la temperatura. El motor funciona a una velocidad sin carga de 2500 r/min cuando se conecta a una fuente de 150 V a una temperatura ambiente de 22°C . Estime la

velocidad si el motor está en un cuarto donde la temperatura ambiente es de 40°C .

- 5-20 Remitiéndose a la figura 5.30, calcule lo siguiente:
- a.** El número de conductores en la armadura.
 - b.** El valor de la I_{cem} a plena carga.
 - c.** El flujo por polo, en miliwebers [mWb].
- 5-21 Un motor de cd estándar de 20 hp, 240 V, 1500 r/min y autoenfriado tiene una eficiencia de 88%. Ha surgido el requerimiento de que el motor deberá funcionar a velocidades que van de 200 r/min a 1500 r/min sin sobrecalentarse. Se decide enfriar la máquina con un ventilador externo y canalizando el aire por medio de un ducto. La más alta temperatura ambiente esperada es de 30°C y la temperatura del aire que sale del motor no deberá exceder los 35°C . Calcule la capacidad del ventilador requerido, en pies cúbicos por minuto. (Sugerencia: vea la sección 3.21.)
- 5-22 Un motor de cd en derivación de 250 hp y 500 V absorbe una corriente de campo nominal de 5 A con carga nominal. La resistencia del campo es de $90\ \Omega$. Calcule el valor óhmico y la potencia del resistor en serie requerido para que la corriente en el campo se reduzca a 4.5 A, cuando el campo en derivación y el resistor se conecten a la fuente de 500 V.
- 5-23 Un motor de cd de 5 hp absorbe una corriente de campo de 0.68 A cuando el campo se conecta a una fuente de 150 V. Por otra parte, un motor de 500 hp absorbe una corriente de campo de 4.3 A cuando el campo se conecta a una fuente de cd de 300 V.

En cada caso, calcule la potencia requerida para el campo como un porcentaje de la potencia nominal del motor. ¿Qué conclusiones saca de estos resultados?

CAPÍTULO 6

Eficiencia y calentamiento de máquinas eléctricas

6.0 Introducción

Cuando una máquina transforma energía de una forma a otra, siempre existe cierta pérdida. La pérdida ocurre en la máquina misma, y provoca (1) un incremento de la temperatura y (2) una reducción de la eficiencia.

Desde el punto de vista de las pérdidas, las máquinas eléctricas pueden dividirse en dos grupos: aquellas que tienen partes giratorias (motores, generadores, etc.) y aquellas que no las tienen (transformadores, reactores, etc.). En las máquinas rotatorias se producen pérdidas eléctricas y mecánicas, mientras que en las máquinas estacionarias sólo se producen pérdidas eléctricas.

En este capítulo analizaremos las pérdidas en máquinas de cd, pero dichas pérdidas también se encuentran en la mayoría de las máquinas que operan con corriente alterna. El estudio de pérdidas de potencia es importante porque nos da una idea sobre cómo podemos reducirlas.

También abordaremos los importantes temas de elevación de la temperatura y la vida útil del equipo eléctrico. Veremos que ambos están relacionados con la clase de aislamiento utilizado y que estas clases de aislamiento se han estandarizado.

6.1 Pérdidas mecánicas

Las pérdidas mecánicas se deben a la fricción en los cojinetes o rodamientos, la fricción en las escobillas y la fricción del aire. Las pérdidas por fricción dependen de la velocidad de la máquina y del diseño de los cojinetes, las escobillas, el conmutador y los anillos colectores. Las pérdidas por fricción del aire dependen de la velocidad y el diseño del ventilador de enfriamiento y de la turbulencia producida por las partes rotatorias. Cuando no tenemos información previa, normalmente realizamos pruebas en la máquina para determinar el valor de estas pérdidas mecánicas.

Por lo general, las máquinas rotatorias son enfriadas por un ventilador interno montado en el eje del motor. El ventilador absorbe aire fresco de los alrededores, lo dirige a los devanados y lo expelle (expulsa) de nuevo a través de orificios de ventilación apropiados. En ambientes hostiles, a veces se utilizan métodos de enfriamiento especiales, como se ilustra en la figura 6.1.

6.2 Pérdidas eléctricas

Las pérdidas eléctricas son las siguientes:

1. Pérdidas en los conductores I^2R (en ocasiones llamadas pérdidas en el *cobre*)

2. Pérdidas en las escobillas
3. Pérdidas en el hierro

1. Pérdidas en los conductores Las pérdidas en un conductor dependen de su resistencia y del cuadrado de la corriente que transporta. La resistencia, a su vez, depende de la longitud, la sección transversal, la resistividad y la temperatura del conductor. Las siguientes ecuaciones nos permiten determinar la resistencia de cualquier material a cualquier temperatura:

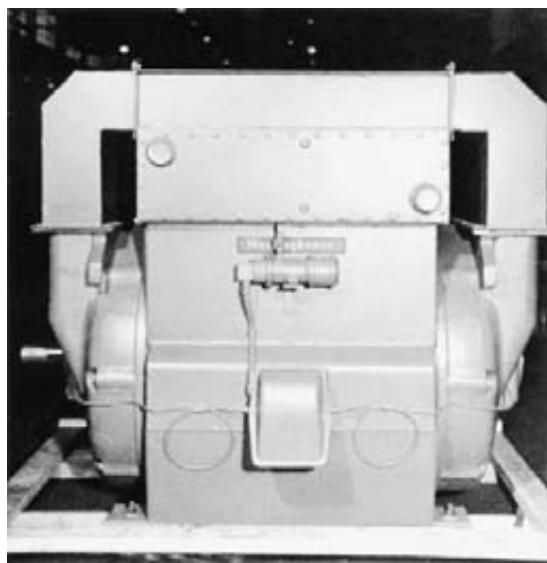


Figura 6.1

Motor de 450 kW, 3600 r/min, totalmente cerrado y enfriado por agua. El aire caliente en el interior de la máquina es dirigido hacia arriba y pasa por un intercambiador de calor enfriado por agua, situado inmediatamente sobre la placa de identificación de Westinghouse. Despues de liberar su calor hacia un conjunto de tubos enfriados por agua, el aire fresco entra de nuevo a la máquina a través de dos tubos rectangulares que conducen a los extremos acampanados. Por consiguiente, el aire de enfriamiento circula en un circuito cerrado y la atmósfera circundante contaminada nunca entra en contacto con los devanados del motor. Los tubos circulares tapados localizados diagonalmente en el intercambiador de calor sirven como entrada y salida del agua de enfriamiento, respectivamente.
(Cortesía de Westinghouse)

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (6.1)$$

$$\rho = \rho_0(1 + \alpha t) \quad (6.2)$$

en las cuales

R = resistencia del conductor [Ω]

L = longitud del conductor [m]

A = sección transversal del conductor [m^2]

ρ = resistividad del conductor a la temperatura t [$\Omega \cdot m$]

ρ_0 = resistividad del conductor a 0°C [$\Omega \cdot m$]

α = coeficiente de temperatura de la resistencia a 0°C [$1/\text{°C}$]

t = temperatura del conductor [°C]

En el apéndice AX2 se proporcionan los valores de ρ y α para diferentes materiales. En motores y generadores de cd, ocurren pérdidas en el cobre de la armadura, del campo en serie, del campo en derivación, de los polos comutadores y del devanado compensador. Estas pérdidas I^2R aparecen como calor que eleva la temperatura del conductor sobre la temperatura ambiente.

En lugar de utilizar la ecuación I^2R , en ocasiones se prefiere expresar las pérdidas en función del número de watts por kilogramo de material conductor. Entonces, las pérdidas están dadas por la ecuación

$$P_c = 1000J^2\rho/\zeta \quad (6.3)$$

donde

P_c = pérdida de potencia en un conductor específico [W/kg]

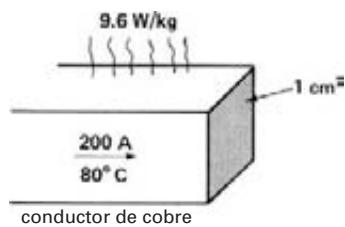
J = densidad de corriente [A/mm^2]

ρ = resistividad del conductor [$n \cdot m$]

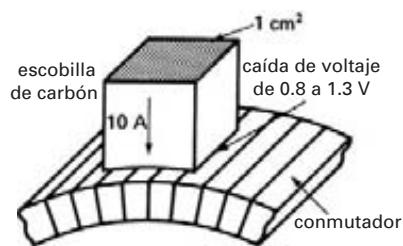
ζ = densidad del conductor [kg/m^3]

1000 = constante para ajustar las unidades

De acuerdo con esta ecuación, la pérdida por unidad de masa es proporcional al cuadrado de la densidad de corriente. Para conductores de cobre, se utilizan densidades de entre $1.5 A/mm^2$ y $6 A/mm^2$. Las pérdidas correspondientes varían de $5 W/kg$ a $90 W/kg$ (Fig. 6.2). Las densidades más altas requieren un sistema de enfriamiento eficiente para evitar una excesiva elevación de la temperatura.

**Figura 6.2**

Las pérdidas en el cobre pueden expresarse en watts por kilogramo.

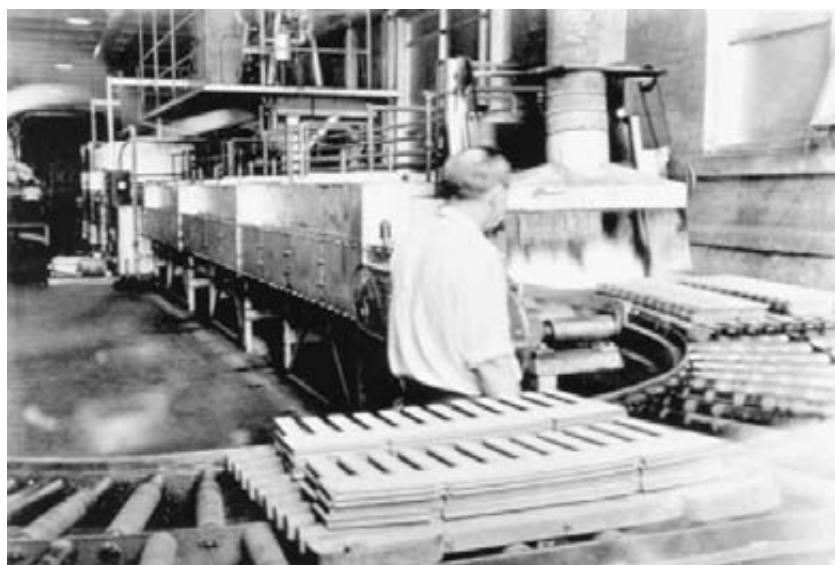
**Figura 6.3**

La caída de voltaje por contacto en las escobillas ocurre en la cara de las escobillas y el conmutador.

2. Pérdidas en las escobillas Las pérdidas en las escobillas son mínimas porque la densidad de la corriente es de, aproximadamente, sólo 0.1 A/mm^2 , que es mucho menor que la del cobre. Sin embargo, la caída de voltaje por *contacto* entre las escobillas y el conmutador puede producir pérdidas significativas. La caída varía de 0.8 V a 1.3 V , según el tipo de escobilla, la presión aplicada y la corriente en la escobilla (Fig. 6.3).

3. Pérdidas en el hierro Las pérdidas en el hierro se producen en la armadura de una máquina de cd. Se de-

ben a histéresis o corrientes parásitas, como vimos en las secciones 2.27 y 2.30. Las pérdidas en el hierro dependen de la densidad del flujo magnético, la velocidad de rotación, la calidad del acero y el tamaño de la armadura. En general, oscilan entre 0.5 W/kg y 20 W/kg . Los valores más altos se presentan en los dientes de la armadura, donde la densidad de flujo puede ser de hasta 1.7 T . Las pérdidas en el núcleo de la armadura suelen ser mucho más bajas. Las pérdidas se pueden reducir al mínimo recociendo el acero (Fig. 6.4).

**Figura 6.4**

Este horno eléctrico de 150 kW se utiliza para recocer láminas de acero troqueladas. Este proceso industrial, realizado en una atmósfera controlada a 800°C , reduce significativamente las pérdidas en el hierro. Las láminas se muestran a la salida del horno. (Cortesía de General Electric)

Algunas pérdidas en el hierro se producen también en las caras de los polos. Se deben a las pulsaciones del flujo creadas por el paso de los dientes y ranuras de la armadura frente a las caras de los polos.

Por extraño que parezca, las pérdidas en el hierro imponen una resistencia mecánica en la armadura, que produce el mismo efecto que la fricción mecánica.

Ejemplo 6-1

Una máquina de cd que gira a 875 r/min tiene un devanado de armadura cuyo peso total es de 40 kg. La densidad de la corriente es de 5 A/mm^2 y la temperatura de operación es de 80°C . Las pérdidas totales en el hierro de la armadura ascienden a 1100 W.

Calcule

- Las pérdidas en el cobre
- La resistencia mecánica [$\text{N}\cdot\text{m}$] producida por pérdidas en el hierro

Solución

- De acuerdo con la tabla AX2 del apéndice, la resistividad del cobre a 80°C es

$$\begin{aligned}\rho &= \rho_0 (1 + \alpha t) \\ &= 15.88 (1 + 0.00427 \times 80) \\ &= 21.3 \text{ n}\Omega\cdot\text{m}\end{aligned}$$

La densidad del cobre es 8890 kg/m^3

La pérdida de potencia específica es

$$\begin{aligned}P_c &= 1000 J^2 \rho / \zeta \\ &= 1000 \times 5^2 \times 21.3 / 8890 \\ &= 60 \text{ W/kg}\end{aligned}\quad (6.1)$$

La pérdida total en el cobre es

$$P = 60 \times 40 = 2400 \text{ W}$$

- El par o momento de torsión de frenado generado por las pérdidas en el hierro se calcula como sigue

$$P = nT / 9.55 \quad (3.5)$$

$$1100 = 875 T / 9.55$$

$$T = 12 \text{ N}\cdot\text{m} \text{ o aproximadamente } 8.85 \text{ pies-lbf}$$

6.3 Pérdidas como una función de la carga

Un motor de cd que funciona sin carga no desarrolla potencia útil. No obstante, debe absorber algo de potencia de la línea para seguir girando. Esta potencia sin

carga supera las pérdidas por fricción en los cojinetes, por fricción del aire y en el hierro, y suple las pérdidas en el cobre del campo en derivación. Las pérdidas I^2R en la armadura, en el campo en serie y en el campo conmutador son mínimas porque la corriente sin carga rara vez rebasa el 5 por ciento de la corriente a plena carga nominal.

Conforme se carga la máquina, la corriente se incrementa en el circuito de la armadura. Por consiguiente, las pérdidas I^2R en el circuito de la armadura (compuesto de la armadura y todos los demás devanados en serie con ella) se incrementarán. Por otra parte, las pérdidas sin carga antes mencionadas permanecen constantes a medida que se incrementa la carga, a menos que la velocidad de la máquina cambie de manera importante. Esto significa que las pérdidas totales se incrementan con carga. Debido a que se convierten en calor, la temperatura de la máquina se eleva progresivamente conforme se incrementa la carga.

Sin embargo, la temperatura no debe exceder la temperatura máxima permisible del aislamiento utilizado en la máquina. En consecuencia, existe un límite para la potencia que la máquina puede suministrar. Esta potencia limitada por la temperatura nos permite establecer la *potencia nominal* o *de plena carga* de la máquina. Por lo general, una máquina cargada más allá de su capacidad nominal se sobrecalienta. El aislamiento se deteriora con más rapidez, lo que acorta inevitablemente la vida útil de la máquina.

Si una máquina funciona *intermitentemente*, puede soportar sobrecargas excesivas sin sobrecalentarse, siempre que el tiempo de operación sea corto. Por lo tanto, un motor con una capacidad nominal de 10 kW puede soportar con facilidad una carga de 12 kW durante períodos cortos. Sin embargo, con cargas altas la capacidad es limitada por otros factores, en general eléctricos. Por ejemplo, es físicamente imposible que un generador de 10 kW suministre 100 kW, incluso durante un milisegundo.

6.4 Curva de eficiencia

La eficiencia de una máquina es la relación potencia de salida útil P_{sal} /potencia de entrada P_{ent} (vea la sección 3.7). Además, la potencia de entrada es igual a la potencia útil más las pérdidas p . Por consiguiente, podemos escribir

$$\eta = \frac{P_{\text{sal}}}{P_{\text{ent}}} \times 100 = \frac{P_{\text{sal}}}{P_{\text{sal}} + p} \times 100 \quad (6.4)$$

donde

$$\eta = \text{eficiencia [\%]}$$

$$P_{\text{sal}} = \text{potencia de salida [W]}$$

$$P_{\text{ent}} = \text{potencia de entrada [W]}$$

$$p = \text{pérdidas [W]}$$

El ejemplo siguiente muestra cómo calcular la eficiencia de una máquina cd.

Ejemplo 6-2

Un motor de cd compuesto de 10 kW, 1150 r/min, 230 V y 50 A tiene las siguientes pérdidas a plena carga:

	pérdida por fricción en los cojinetes o rodamientos	=	40 W
(1)	pérdida por fricción en las escobillas	=	50 W
	pérdida por fricción del aire	=	<u>200 W</u>
(2)	pérdidas mecánicas totales	=	290 W
(3)	pérdidas en el hierro	=	420 W
	pérdida en el cobre del campo en derivación	=	120 W
	pérdidas en el cobre a plena carga:		
a.	en la armadura	=	500 W
b.	en el campo en serie	=	25 W
c.	en el devanado comutador	=	<u>70 W</u>
(4)	pérdida total en el cobre del circuito de la armadura a plena carga	=	595 W

Calcule las pérdidas y la eficiencia sin carga y a 25, 50, 75, 100 y 150 por ciento de la capacidad nominal de la máquina. Trace una gráfica que muestre la eficiencia en función de la carga mecánica (ignore las pérdidas ocasionadas por el contacto defectuoso de las escobillas).

Solución

Sin carga Las pérdidas en el cobre del circuito de la armadura son mínimas sin carga. Por lo tanto, las pérdidas sin carga son iguales a la suma de las pérdidas mecánicas (1), las pérdidas en el hierro (2) y las pérdidas en el campo en derivación (3):

$$\text{pérdidas sin carga} = 290 + 420 + 120 = 830 \text{ W}$$

Estas pérdidas permanecen constantes cuando la carga varía.

La eficiencia es cero sin carga porque el motor no desarrolla potencia útil.

A 25 por ciento de la carga Cuando el motor se carga al 25 por ciento de su capacidad nominal, la corriente en la armadura es aproximadamente del 25 por ciento (o 1/4) de su valor a plena carga. Como las pérdidas en el cobre varían como el cuadrado de la corriente, tenemos lo siguiente:

$$\begin{aligned} &\text{pérdidas en el cobre del circuito de la armadura} \\ &= (1/4)^2 \times 595 = 37 \text{ W} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\text{pérdidas sin carga} \\ &= 830 \text{ W} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\text{pérdidas totales} \\ &= 37 + 830 = 867 \text{ W} \end{aligned}$$

La potencia útil desarrollada por el motor a 25 por ciento de la carga es

$$P_{\text{sal}} = 10 \text{ kW} \times (1/4) = 2500 \text{ W} (\approx 3.35 \text{ hp})$$

La potencia suministrada al motor es

$$P_{\text{ent}} = 2500 + 867 = 3367 \text{ W}$$

y la eficiencia es

$$\begin{aligned} \eta &= (P_{\text{sal}}/P_{\text{ent}}) \times 100 \\ &= (2500/3367) \times 100 = 74\% \end{aligned} \quad (6.2)$$

Podemos encontrar de la misma manera las pérdidas a 50, 75, 100 y 150 por ciento de la carga nominal:

A 50 por ciento de la carga las pérdidas son

$$(1/2)^2 \times 595 + 830 = 979 \text{ W}$$

A 75 por ciento de la carga las pérdidas son

$$(3/4)^2 \times 595 + 830 = 1165 \text{ W}$$

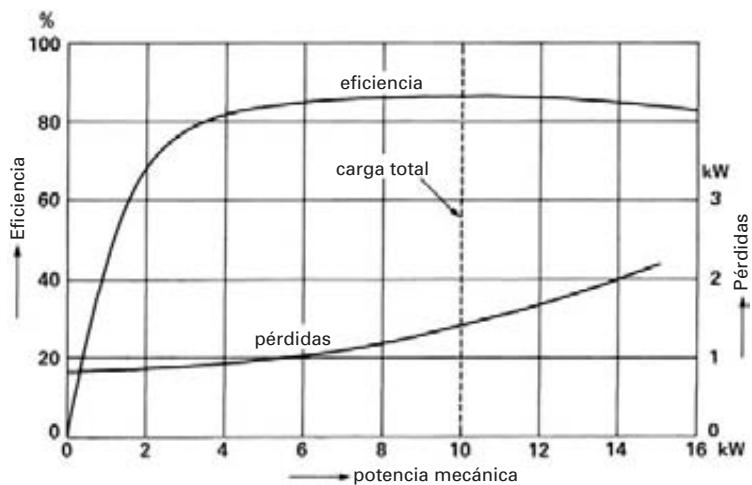
A 100 por ciento de la carga las pérdidas son

$$595 + 830 = 1425 \text{ W}$$

A 150 por ciento de la carga las pérdidas son

$$(1.5)^2 \times 595 + 830 = 2169 \text{ W}$$

Los cálculos de la eficiencia con las diversas cargas se dan en la tabla 6A y los resultados se muestran gráficamente en la figura 6.5.

**Figura 6.5**

Pérdidas y eficiencia en función de la potencia mecánica. Vea el ejemplo 6-2.

TABLA 6A PÉRDIDAS Y EFICIENCIA DE UN MOTOR CD

Carga [%]	Pérdidas totales [W]	Potencia de salida P_{sal} [W]	Potencia de entrada P_{ent} [W]	Eficiencia [%]
0	830	0	830	0
25	867	2 500	3 367	74
50	979	5 000	5 980	83.6
75	1 165	7 500	8 665	86.5
100	1 425	10 000	11 425	87.5
150	2 169	15 000	17 170	87.4

La curva de eficiencia aumenta abruptamente conforme se incrementa la carga, se estabiliza dentro de un amplio intervalo de potencia y luego comienza a bajar lentamente. Esto es típico de las curvas de eficiencia de *todos* los motores eléctricos, tanto de ca como de cd. Los diseñadores de motores eléctricos casi siempre tratan de alcanzar la eficiencia pico a plena carga.

En el cálculo anterior de eficiencia pudimos haber incluido las pérdidas provocadas por la caída de voltaje en las escobillas. Suponiendo una caída constante de, digamos, 0.8 V por escobilla, la pérdida en las escobillas a plena carga es de $0.8 \text{ V} \times 50 \text{ A} \times 2 \text{ escobillas} = 80 \text{ W}$. A una carga de 50 por ciento, la pérdida en las escobillas podría ser de 40 W. Cuando estas pérdidas se suman a las demás, modifican ligeramente la curva de eficiencia.

Es importante recordar que con cargas livianas la eficiencia de cualquier motor es poca. Por consiguiente, al seleccionar un motor para realizar un trabajo particular, siempre debemos elegir uno que tenga una capacidad de potencia aproximadamente igual a la carga que tiene que propulsar.

Podemos comprobar que una máquina alcanza su máxima eficiencia con la carga a la que las pérdidas en el cobre del circuito de la armadura son iguales a las pérdidas sin carga. En nuestro ejemplo, esto corresponde a una pérdida total de $(830 + 830) = 1660 \text{ W}$, una salida de $11 811 \text{ W}$ (15.8 hp) y una eficiencia de 87.68 por ciento. Verifique estos resultados.

6.5 Aumento de la temperatura

El aumento de la temperatura de una máquina o dispositivo es la diferencia entre la temperatura de su parte accesible más caliente y la temperatura ambiente. Se puede medir utilizando simplemente dos termómetros. Sin embargo, debido a lo impráctico que resulta colocar un termómetro cerca del punto más caliente dentro de la máquina, este método se utiliza rara vez. Por lo general se utilizan métodos más complejos, descritos en las siguientes secciones.

El aumento de la temperatura tiene un efecto directo en la capacidad de potencia de una máquina o dispositivo. También tiene un efecto directo en su vida

útil. Por consiguiente, el aumento de la temperatura es una cantidad muy importante.

6.6 Expectativa de vida del equipo eléctrico

A parte de las fallas eléctricas y mecánicas accidentales, la expectativa de vida de los aparatos eléctricos está limitada por la temperatura de su aislamiento: mientras más alta es la temperatura, más corta es su vida. Pruebas realizadas en muchos materiales aislantes han demostrado que la vida útil de los aparatos eléctricos disminuye aproximadamente a la mitad cada vez que la temperatura aumenta 10 °C. Esto significa que si un motor tiene una expectativa de vida normal de ocho años a una temperatura de 105 °C, tendrá una vida útil de sólo cuatro años a una temperatura de 115 °C, de dos a 125 °C, ¡y de sólo uno a 135 °C!

Los factores que contribuyen más al deterioro de los aislantes son (1) el calor, (2) la humedad, (3) la vibración, (4) la acidez, (5) la oxidación y (6) el tiempo (Fig. 6.6). Debido a estos factores, el estado del aislamiento cambia de manera gradual; comienza a cristalizarse lentamente y la transformación ocurre con más rapidez conforme se incrementa la temperatura.

Al cristalizarse, los aislantes orgánicos se vuelven rígidos y quebradizos. A la larga, el choque o la vibración mecánica más leve hará que se rompan. En condiciones normales de operación, la mayoría de los aislantes orgánicos tienen una expectativa de vida de ocho a diez años, siempre que su temperatura no exceda los 100 °C. Por otra parte, algunos polímeros sintéticos pueden soportar temperaturas de hasta 200 °C durante el mismo espacio de tiempo.

Las bajas temperaturas son tan dañinas como las altas, porque el aislamiento tiende a congelarse y a agrietarse. Sin embargo, se han desarrollado aislantes orgánicos sintéticos especiales, los cuales conservan su flexibilidad a temperaturas de hasta -60 °C.

6.7 Clasificación térmica de los aislantes

Los comités y organizaciones que establecen estándares* han agrupado a los aislantes en cinco clases, según su capacidad de soportar calor. Estas clases corresponden a los niveles máximos de temperatura de: 105 °C, 130 °C, 155 °C, 180 °C y 220 °C (anteriormente representados por las letras A, B, F, H y R). Esta clasificación

* Como el IEEE, los Underwriters Laboratories y la Canadian Standards Association.

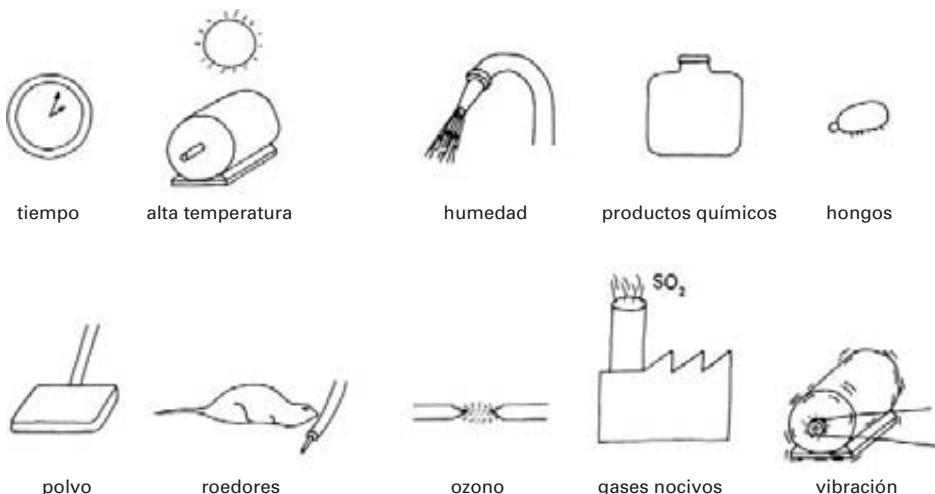


Figura 6.6

Factores que pueden acortar la vida útil de un aislante.

térmica (tabla 6B) es una piedra angular en el diseño y la fabricación de aparatos eléctricos.

6.8 Temperatura ambiente máxima y aumento de la temperatura del punto caliente

Las organizaciones de estándares también han establecido una *temperatura ambiente* máxima, que en

general es de 40 °C. Esta temperatura estandarizada fue establecida por las siguientes razones:

1. Permite que los fabricantes de motores eléctricos prevean las peores condiciones de temperatura ambiente que sus máquinas podrían encontrar.
2. Les permite estandarizar el tamaño de sus máquinas y dar garantías de desempeño.

TABLA 6B CLASES DE SISTEMAS DE AISLAMIENTO

Clase	Ejemplos ilustrativos y definiciones
105 °C A	Materiales o combinaciones de materiales tales como algodón, seda y papel cuando son adecuadamente impregnados o recubiertos o cuando son sumergidos en un líquido dieléctrico como el aceite. Se pueden incluir en esta clase otros materiales o combinaciones de materiales, si por experiencia o pruebas aceptadas se puede demostrar que tienen una vida térmica comparable a 105 °C.
130 °C B	Materiales o combinaciones de materiales tales como mica, fibra de vidrio, asbesto, etc., con sustancias adhesivas adecuadas. Se pueden incluir en esta clase otros materiales o combinaciones de materiales, si por experiencia o pruebas aceptadas se puede demostrar que tienen una vida térmica comparable a 130 °C.
155 °C F	Materiales o combinaciones de materiales tales como mica, fibra de vidrio, asbesto, etc., con sustancias adhesivas adecuadas. Se pueden incluir en esta clase otros materiales o combinaciones de materiales, si por experiencia o pruebas aceptadas se puede demostrar que tienen una vida térmica comparable a 155 °C.
180 °C H	Materiales o combinaciones de materiales tales como elastómero de silicón, mica, fibra de vidrio, asbesto, etc., con sustancias adhesivas adecuadas tales como resinas de silicón apropiadas. Se pueden incluir en esta clase otros materiales o combinaciones de materiales, si por experiencia o pruebas aceptadas se puede demostrar que tienen una vida térmica comparable a 180 °C.
200 °C N	Materiales o combinaciones de materiales que por experiencia o pruebas aceptadas se puede demostrar que tienen la vida térmica requerida a 200 °C.
220 °C R	Materiales o combinaciones de materiales que por experiencia o pruebas aceptadas se puede demostrar que tienen la vida térmica requerida a 220 °C.
240 °C S	Materiales o combinaciones de materiales que por experiencia o pruebas aceptadas se puede demostrar que tienen la vida térmica requerida a 240 °C.
más de 240 °C C	Materiales compuestos totalmente de mica, porcelana, vidrio, cuarzo y materiales inorgánicos similares. Pueden incluir en esta clase otros materiales o combinaciones de materiales, si por experiencia o pruebas aceptadas se puede demostrar que tienen la vida térmica requerida a temperaturas de más de 240 °C.

Estas clases de aislamiento indican una expectativa de vida normal de 20 000 a 40 000 horas a la temperatura establecida. Esto implica que el equipo eléctrico aislado con un sistema de aislamiento clase A probablemente duraría de 2 a 6 años operando continuamente a 105 °C. Observe que en esta clasificación se supone que el sistema de aislamiento no está en contacto con atmósferas corrosivas, húmedas o polvorrientas.

Para una explicación completa de las clases de aislamiento, sistemas de aislamiento e índices de temperatura, vea el IEEE Std 1-1969 y las IEEE Standards Publications adjuntas núms. 96, 97, 98, 99 y 101. Vea también el IEEE Std. 117-1974 y la publicación de los Underwriters Laboratories sobre sistemas de aislamiento UL 1446, 1978.

La temperatura de una máquina varía de un punto a otro, pero existen lugares donde la temperatura es más alta que en cualquier otro lado. Esta *temperatura del punto más caliente* no debe exceder la temperatura máxima permisible de la clase particular de aislamiento utilizado.

La figura 6.7 muestra los límites de temperatura del punto caliente para el aislamiento clase A, B, F y H (curva 1). Son los límites de temperatura que mencionamos en la sección 6.7. También se muestra la temperatura ambiente máxima de 40 °C (curva 3). La diferencia de temperatura entre la curva 1 y la curva 3 proporciona el *aumento máximo permisible de temperatura* para cada clase de aislamiento. Este aumento de temperatura límite permite al fabricante establecer el tamaño físico del motor, relevador, etc., que preten-

de sacar al mercado. Por lo tanto, para aislamiento clase B, el aumento máximo permisible de temperatura es $(130 - 40) = 90$ °C.

Para demostrar cómo afecta el aumento de la temperatura al tamaño de una máquina, suponga que un fabricante diseñó y construyó un motor de 10 kW con aislamiento clase B. Para probar el motor, lo somete a una temperatura ambiente constante de 40 °C y lo carga hasta que suministra 10 kW de potencia mecánica. Detectores de temperatura especiales, localizados en puntos estratégicos en el interior de la máquina, registran la temperatura de los devanados. Una vez que se estabilizan las temperaturas (lo que puede tardar varias horas), se anota la temperatura más caliente, y recibe el nombre de *temperatura del punto caliente*. Si la temperatura del punto caliente registrada es de, por ejem-

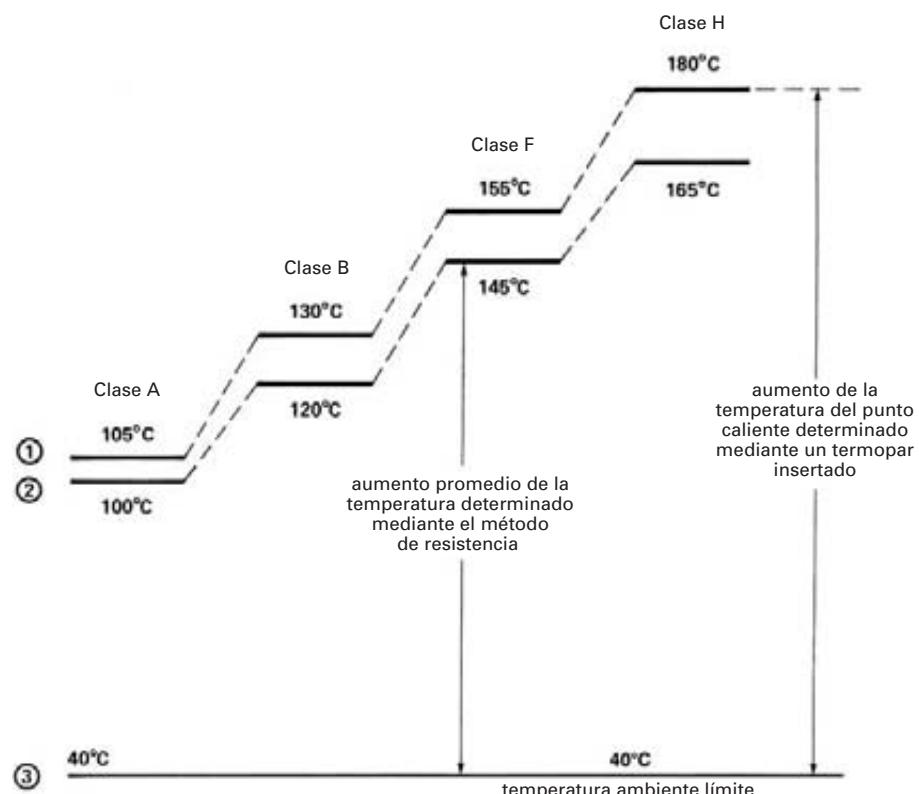


Figura 6.7

Límites típicos de algunas máquinas industriales de ca y de cd, de acuerdo con las clases de aislamiento:

1. Muestra la temperatura máxima permisible del aislante para obtener una vida útil razonable
2. Muestra la temperatura máxima permisible por medio del método de resistencia
3. Muestra la temperatura ambiente límite

plo, 147°C , al fabricante no se le permitirá vender su producto. La razón es que el aumento de la temperatura ($147^{\circ} - 40^{\circ}$) = 107°C excede el aumento máximo permisible de 90°C para aislamiento clase B.

Por otra parte, si la temperatura del punto más caliente es de sólo 100°C , el aumento de la temperatura es ($100^{\circ} - 40^{\circ}$) = 60°C . El fabricante percibe de inmediato que puede realizar un diseño más económico y aún así permanecer dentro de los límites permisibles de aumento de la temperatura. Por ejemplo, el fabricante puede reducir el diámetro de los conductores hasta que el aumento de la temperatura del punto caliente se aproxime a 90°C . Obviamente, esto reduce el peso y costo de los devanados. Pero el fabricante también se da cuenta de que el diámetro reducido de los conductores ahora le permite reducir el tamaño de las ranuras. Esto, a su vez, reduce la cantidad de hierro. Rediseñando así el motor, el resultado es una máquina que opera dentro de los límites de aumento permisible de la temperatura, con el tamaño físico más pequeño posible y con el costo más bajo.

En la práctica, no es conveniente realizar pruebas de desempeño a una temperatura ambiente controlada de 40°C . Por lo general, el motor se carga a su capacidad nominal a temperaturas ambiente mucho más bajas (y más cómodas). Con esta finalidad, los organismos encargados de los estándares han establecido que, para propósitos de prueba, la temperatura ambiente puede estar entre 10 y 40°C . La temperatura del punto más caliente se registra como antes. Si el aumento de la temperatura en estas condiciones es igual a o menor que 90°C (para aislamiento clase B), el fabricante puede vender su producto.

Ejemplo 6-3

Un motor de 75 kW , con aislamiento clase F, opera a plena carga en una temperatura ambiente de 32°C . Si la temperatura del punto caliente es de 125°C , ¿satisface el motor los estándares de temperatura?

Solución

El aumento de la temperatura del punto caliente es

$$(125^{\circ} - 32^{\circ}) = 93^{\circ}\text{C}$$

De acuerdo con la figura 6.7, el aumento de la temperatura del punto caliente permisible con aislamiento clase F es de ($155^{\circ} - 40^{\circ}$) = 115°C . El motor satisface fácilmente los estándares de temperatura. El fa-

bricante podría reducir el tamaño del motor y comercializar así un producto más competitivo.

6.9 Estimación del aumento de la temperatura mediante el método de resistencia

El aumento de la temperatura del punto caliente es difícil de medir porque tiene que hacerse en el interior del devanado. Esto se puede hacer insertando un pequeño detector de temperatura como un termopar o un termistor. Sin embargo, este método directo de medir la temperatura del punto caliente es costoso y sólo se justifica para máquinas grandes.

Para simplificar las cosas, los estándares aceptados permiten un segundo método de determinar el aumento de la temperatura. Está basado en la temperatura promedio del devanado, medida por medio de una resistencia, y no mediante la temperatura del punto caliente. Las temperaturas *promedio* de devanado máximas permisibles para las diversas clases de aislamiento se muestran en la curva 2 de la figura 6.7. Por ejemplo, en el caso de aislamiento clase B, se supone que una temperatura de devanado *promedio* de 120°C corresponde a la temperatura de punto caliente de 130°C . Por consiguiente, se supone que un aumento de temperatura promedio de ($120^{\circ} - 40^{\circ}$) = 80°C corresponde a un aumento de la temperatura de punto caliente de ($130^{\circ} - 40^{\circ}$) = 90°C .

La temperatura promedio de un devanado se determina por medio del método de resistencia. Éste consiste en medir la resistencia del devanado a una temperatura del devanado conocida y medirla otra vez cuando la máquina está caliente. Por ejemplo, si el devanado es de cobre, podemos utilizar la siguiente ecuación (derivada de las ecuaciones 6.1 y 6.2) para determinar su temperatura promedio:

$$t_2 = \frac{R_2}{R_1} (234 + t_1) - 234 \quad (6.5)$$

donde

t_2 = temperatura promedio del devanado cuando está caliente [$^{\circ}\text{C}$]

234 = constante igual a $1/\alpha = 1/0.00427$

R_2 = resistencia en caliente del devanado [Ω]

R_1 = resistencia en frío del devanado [Ω]

t_1 = temperatura del devanado cuando está frío [$^{\circ}\text{C}$]

Conociendo la temperatura del devanado caliente mediante el método de resistencia, podemos calcular de inmediato el aumento de la temperatura correspondiente restando la temperatura ambiente. Si este aumento de la temperatura está dentro del límite permisible (80 °C para aislamiento clase B), el producto cumple con los estándares. Observe que cuando se realizan pruebas de desempeño mediante el método de resistencia, la temperatura ambiente debe quedar nuevamente entre 10 °C y 40 °C. Si el devanado es de alambre de aluminio, aún podemos utilizar la ecuación 6.3, pero debemos sustituir el número 234 por 228.

Ejemplo 6-4

Un motor de cd que ha estado funcionando en vacío durante varios días a una temperatura ambiente de 19 °C, tiene una resistencia del campo en derivación de 22 Ω. El motor opera entonces a plena carga y, cuando las temperaturas se estabilizan, la resistencia del campo es de 30 Ω. La temperatura ambiente correspondiente es de 24 °C. Si el motor se construyó con aislamiento clase B, calcule lo siguiente:

- La temperatura promedio del devanado, a plena carga
- El aumento de la temperatura a plena carga mediante el método de resistencia
- Si el motor satisface los estándares de temperatura

Solución

- La temperatura promedio del campo en derivación a plena carga es

$$\begin{aligned} t_2 &= (R_2/R_1)(234 + t_1) - 234 \\ &= (30/22)(234 + 19) - 234 \\ &= 111^{\circ}\text{C} \end{aligned}$$

- El aumento de la temperatura promedio a plena carga es $111^{\circ} - 24^{\circ} = 87^{\circ}\text{C}$.
- El aumento máximo permisible de la temperatura mediante el método de resistencia es $(120^{\circ} - 40^{\circ}) = 80^{\circ}\text{C}$. Por consiguiente, el motor no satisface los estándares. Se deberá reducir su capacidad o se tendrá que mejorar el sistema de enfriamiento, antes de sacarlo al mercado.

Como una alternativa, se puede redevanar con aislamiento clase F. Como un último recurso, se puede incrementar su tamaño.

Una última advertencia: Los estándares de aumento de la temperatura dependen no sólo de la clase de aislamiento, sino también del tipo de aparato (motor, transformador, relevador, etc.), del tipo de construcción (a prueba de goteos, totalmente encerrado, etc.) y del campo de aplicación del aparato (comercial, industrial, naval, etcétera). Por lo tanto, siempre se deben consultar los estándares pertinentes antes de realizar una prueba de funcionamiento en caliente en una máquina o dispositivo específico (Fig. 6.10).

6.10 Relación entre la velocidad y el tamaño de la máquina

Aun cuando el aumento máximo permisible de la temperatura establece la capacidad de potencia nominal de una máquina, su tamaño físico básico depende de la potencia y la velocidad de rotación.

Considere el generador de 100 kW, 250 V y 2000 r/min mostrado en la figura 6.8. Suponga que tenemos que construir otro generador de la misma potencia y voltaje, pero que funcione a la mitad de la velocidad.

Para generar el mismo voltaje a media velocidad, tenemos que duplicar el número de conductores en la armadura, o duplicar el flujo proveniente de los polos. Para ello, debemos incrementar el tamaño de la armadura, o incrementar el tamaño de los polos. En la práctica, incrementamos ambos. Entonces concluimos que para un rendimiento de potencia dado, una máquina de baja velocidad siempre es más grande que la de alta velocidad (Fig. 6.9). Esto es cierto tanto para máquinas de ca como de cd.

Básicamente, el tamaño de una máquina depende únicamente de su par o momento de torsión. Por lo

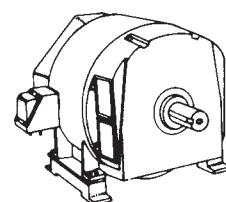
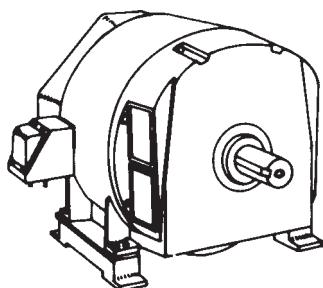


Figura 6.8
Motor de 100 kW, 2000 r/min; masa: 300 kg.

**Figura 6.9**

Motor de 100 kW, 1000 r/min; masa: 500 kg.

tanto, el tamaño físico de un motor de 100 kW y 2000 r/min es aproximadamente igual al de un motor de 10 kW que funciona a 200 r/min porque ambos desarrollan el mismo par o momento de torsión.

Por consiguiente, los motores de baja velocidad son mucho más costosos que los de alta velocidad de igual potencia. Así, para impulsores de baja velocidad, con frecuencia es más barato utilizar un motor pequeño de alta velocidad con una caja de velocidades que utilizar uno grande de baja velocidad directamente acoplado a su carga.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 6-1 Nombre las pérdidas que ocurren en un motor de cd.
- 6-2 ¿Qué provoca las pérdidas en el hierro y cómo se pueden reducir?
- 6-3 Explique por qué la temperatura de una máquina se incrementa cuando aumenta la carga.
- 6-4 ¿Qué determina la capacidad de potencia de una máquina?
- 6-5 Si tapamos los orificios de ventilación de un motor, su potencia de salida se debe reducir. Explique.
- 6-6 ¿A un motor que opera en un ambiente frío se le puede aplicar una carga por encima de su potencia nominal? ¿Por qué?
- 6-7 Nombre algunos de los factores que contribuyen al deterioro de los aislantes orgánicos.
- 6-8 Se construyó un motor con aislamiento clase H. ¿Qué temperatura de punto caliente máxima puede soportar?

Nivel intermedio

- 6-9 Un motor de cd conectado a una línea de 240 V produce una salida mecánica de 160 hp. Sabiendo que las pérdidas son de 12 kW, calcule la potencia de entrada y la corriente en la línea.
- 6-10 Un generador de cd de 115 V suministra 120 A a una carga. Si la eficiencia del generador es de 81 por ciento, calcule la potencia mecánica requerida para propulsarlo [hp].
- 6-11 Calcule la corriente a plena carga de un motor de cd de 250 hp y 230 V, cuya eficiencia es de 92 por ciento.
- 6-12 Una máquina con aislamiento clase B alcanza una temperatura de 208 °C (por resistencia) en una temperatura ambiente tórrida de 180 °C.
 - a. ¿Cuál es el aumento de la temperatura?
 - b. ¿Está funcionando demasiado caliente la máquina? De ser así, ¿qué tanto?
- 6-13 La eficiencia de un motor siempre es baja cuando opera al 10 por ciento de su capacidad de potencia nominal. Explique.
- 6-14 Calcule la eficiencia del motor del ejemplo 6-2 cuando produce 1 hp.
- 6-15 Un motor eléctrico que impulsa una excavadora de cajón excava 1.5 toneladas métricas de una zanja de 20 m de profundidad cada 30 segundos. Si la excavadora tiene una eficiencia total de 94 por ciento, calcule la potencia de salida del motor en caballos de fuerza y en kilowatts.
- 6-16 Se utilizan termopares para medir la temperatura del punto caliente interno del devanado de un motor de ca de 1200 kW, con aislante clase F. Si el motor funciona a plena carga, ¿cuál es la temperatura máxima que estos detectores deberán indicar en temperaturas ambiente de 40, 30 y 14 °C?
- 6-17 Un motor de ca de 60 hp con aislamiento clase F tiene una resistencia de devanado frío de 12Ω a 23 °C. Cuando funciona con carga nominal en una temperatura ambiente de 31 °C, la resistencia del devanado caliente es de 17.4Ω .
 - a. Calcule la temperatura del devanado caliente.
 - b. Calcule el aumento de la temperatura del motor.

- c. ¿Podría el fabricante incrementar la capacidad indicada en la placa de identificación del motor?
Explique.
- 6-18 Un motor tiene una vida normal de ocho años cuando la temperatura ambiente es de 30 °C. Si se instala en un lugar donde la temperatura ambiente es de 60 °C, ¿cuál es la nueva vida útil probable del motor?
- 6-19 Un alambre de cobre redondo del núm. 10 de 210 m de largo transporta una corriente de 12 A. Sabiendo que la temperatura del conductor es de 105 °C, calcule lo siguiente:
- La densidad de la corriente [A/mm²]
 - Las pérdidas específicas en el cobre [W/kg]

Nivel avanzado

- 6-20 Un conductor de aluminio opera con una densidad de corriente de 2 A/mm²
- Si la temperatura del conductor es de 120 °C, calcule las pérdidas específicas [W/kg].
 - Exprese la densidad de la corriente en mils circulares por ampere.
- 6-21 El aumento de la temperatura de un motor es aproximadamente proporcional a sus pérdidas. Por otra parte, su eficiencia es razonablemente constante en el intervalo entre 50 y 150 por ciento de su capacidad nominal (vea, por ejemplo, la figura 6.5). Basados en estos datos, si el aumento de la temperatura a plena carga de un motor de 20 kW es de 80 °C, ¿qué potencia puede suministrar cuando la temperatura aumenta a 105 °C?
- 6-22 Un electroimán (con aislante clase A) situado en un lugar particularmente caliente tiene una vida útil de dos años. ¿Cuál es su lapso de vida esperado si se redevana con aislante clase F?
- 6-23 Un motor de ca de 11 kW con aislamiento clase B normalmente tendría una vida útil de 20 000 h, siempre que la temperatura del devanado por resistencia no exceda los 120 °C. ¿Cuántas horas se reduce la vida útil si el motor funciona durante 3 horas a una temperatura (por resistencia) de 200 °C?

Aplicación industrial

- 6-24 Un rollo de conductor de cobre sencillo número 2/0 tiene una resistencia de 0.135 ohms a una temperatura de 25 °C. Calcule el peso aproximado del conductor en libras.
- 6-25 La tabla del apéndice AX3 da las propiedades de conductores de cobre que hay en el mercado. En una instalación eléctrica, se propone utilizar un conductor AWG núm. 4 en un área donde la temperatura de operación del conductor puede ser de hasta 70 °C. Con la ecuación 6.2, calcule la resistencia en estas condiciones de un cable de 2 conductores AWG núm. 4 de 27 metros de largo.
- 6-26 La resistencia total de un campo en derivación de un motor de cd de 4 polos es de 56 ohms a 25 °C. Al quitarle el aislante se ve que el diámetro del alambre de cobre descubierto es de 0.04 pulgadas. Determine el diámetro del alambre AWG y calcule su peso por polo, en kilogramos.
- 6-27 El National Electric Code permite una corriente máxima de 65 A en un conductor de cobre calibre núm. 6, tipo RW 75. Se está utilizando un cable de 420 pies en un circuito de cd de 240 V para transportar una corriente de 48 A. Suponiendo una temperatura máxima de operación de 70 °C, calcule lo siguiente:
- La pérdida de potencia, en watts, en el cable de 2 conductores
 - El voltaje aproximado en el extremo de la carga si el voltaje en el panel de servicio es de 243 V.
- 6-28 En el problema 6-27, si la caída de voltaje en el cable no debe exceder los 60 A, ¿qué diámetro de conductor máximo recomendaría? Suponga una temperatura máxima de operación de 70 °C.
- 6-29 Una barra colectora de cd de 4 pulgadas de ancho, 1/4 pulgada de espesor y 30 pies de largo transporta una corriente de 2500 A. Calcule la caída de voltaje si la temperatura de la barra colectora es de 105 °C. ¿Cuál es la pérdida de potencia por metro?

- 6-30 La ecuación 6.3 da la relación resistencia/temperatura de conductores de cobre, es decir,

$$t_2 = R_2/R_1 (234 + t_1) - 234$$

Con la información dada en el apéndice AX2, deduzca una ecuación similar para conductores de aluminio.

- 6-31 El diámetro del commutador de un motor de cd de 1.5 hp, 2 polos y 3000 r/min es de 63 mm. Calcule la velocidad periférica en pies por minuto y en millas por hora.
- 6-32 La siguiente información aparece en las escobillas utilizadas en el motor del problema 6-31:
- número de escobillas: 2
 - corriente por escobilla: 15 A
 - dimensiones de las escobillas: 5/8 pulg de ancho, 5/16 pulg de espesor, 3/4 pulg de largo. (El área de 5/16 pulg \times 5/8 pulg está en contacto con el commutador.)
 - resistividad de las escobillas: 0.0016 Ω

presión de las escobillas: 1.5 lbf
pérdida de contacto en las escobillas: 1.2 V
coeficiente de fricción: 0.2

Calcule lo siguiente:

- La resistencia del cuerpo de la escobilla en ohms
- La caída de voltaje en el cuerpo de la escobilla
- La caída de voltaje total en una escobilla, incluida la caída de voltaje por contacto
- La pérdida de potencia eléctrica total (en watts) provocada por las dos escobillas
- La fuerza de fricción de una escobilla al frotar la superficie del commutador (en lbf y en newtons)
- La energía de fricción consumida por las dos escobillas cuando el commutador realiza una revolución (en joules)
- La pérdida de potencia provocada por la fricción, dada la velocidad de 3000 r/min
- La pérdida total en las escobillas como un porcentaje de la capacidad del motor de 1.5 hp



Figura 6.10

Este motor de inducción VarmeCA®, incluyendo su controlador de velocidad variable y su reductor de engranaje, está alojado en un domo de plástico transparente. Toda la unidad es rociada con agua para demostrar su capacidad de operar continuamente en condiciones ambientales severas.

(Cortesía de Leroy Somer, una división de Emerson Electric)

CAPÍTULO 7

Potencia activa, reactiva y aparente

7.0 Introducción

El concepto de potencia activa, reactiva y aparente desempeña un papel importante en la tecnología de la potencia eléctrica. De hecho, la transmisión de energía eléctrica y el comportamiento de máquinas de ca con frecuencia son fáciles de entender trabajando con potencia en lugar de trabajar con voltajes y corrientes. Por consiguiente, es recomendable que el lector preste especial atención a este capítulo.

El término *potencia activa o real, reactiva y aparente* se aplica a circuitos de corriente alterna de estado permanente, en los que los voltajes y las corrientes son sinusoidales. No podemos utilizarlos para describir comportamiento de estado transitorio ni podemos aplicarlos a circuitos de cd.

Nuestro estudio comienza con un análisis de la potencia instantánea en un circuito de ca. Después describiremos el significado de potencia activa y reactiva y cómo identificar fuentes y cargas. Posteriormente veremos una definición de la potencia aparente, el factor de potencia y el triángulo de potencia. Luego mostraremos cómo se resuelven los circuitos ca por medio de estos conceptos de potencia. En conclusión, utilizaremos notación vectorial para determinar la potencia activa y reactiva en un circuito ca.

7.1 Potencia instantánea

La potencia instantánea suministrada a un dispositivo es simplemente el producto del voltaje instantáneo a través de sus terminales multiplicado por la corriente instantánea que fluye a través de él.

La potencia instantánea siempre se expresa en watts, independientemente del tipo de circuito utilizado. La potencia instantánea puede ser positiva o negativa. Un valor positivo significa que la potencia fluye hacia el dispositivo. Por el contrario, un valor negativo indica que la potencia sale del dispositivo.

Ejemplo 7-1

Se aplica un voltaje sinusoidal con valor pico de 162 V y una frecuencia de 60 Hz a las terminales de un motor de ca. La corriente resultante tiene un valor pico de 7.5 A y está retrasada 50° con respecto al voltaje.

- a. Exprese el voltaje y la corriente en función del ángulo eléctrico ϕ .
- b. Calcule el valor de la corriente y el voltaje instantáneos a un ángulo de 120°.

- c. Calcule el valor de la potencia instantánea a 120° .
d. Trace la curva de la potencia instantánea suministrada al motor.

Solución

- a. Supongamos que el voltaje comienza en cero y se incrementa positivamente con el tiempo. Por lo tanto, podemos escribir

$$e = E_m \sin \phi = 162 \sin \phi$$

La corriente se retrasa un ángulo $\theta = 50^\circ$ con respecto al voltaje, por consiguiente, podemos escribir

$$i = I_m \sin (\phi - \theta) = 7.5 \sin (\phi - 50^\circ)$$

- b. Con $\phi = 120^\circ$, tenemos

$$\begin{aligned} e &= 162 \sin 120^\circ = 162 \times 0.866 \\ &= 140.3 \text{ V} \\ i &= 7.5 \sin (120^\circ - 50^\circ) = 7.5 \sin 70^\circ \\ &= 7.5 \times 0.94 \\ &= 7.05 \text{ A} \end{aligned}$$

- c. La potencia instantánea a 120° es

$$p = ei = 140.3 \times 7.05 = +989 \text{ W}$$

Como la potencia es positiva, en este instante fluye hacia el motor.

- d. Para trazar la curva de potencia instantánea, repetimos los procedimientos (b) y (c) para los ángulos que van desde $\phi = 0$ hasta $\phi = 360^\circ$. La tabla 7A muestra una parte de los datos utilizados.

TABLA 7A VALORES DE e , i Y p UTILIZADOS PARA TRAZAR LA FIGURA 7.1

Ángulo ϕ grados	Voltaje 162 sen ϕ volts	Corriente 7.5 sen ($\phi - 50^\circ$) amperes	Potencia p watts
0	0	-5.75	0
25	68.5	-3.17	-218
50	124.1	0	0
75	156.5	3.17	497
115	146.8	6.8	1000
155	68.5	7.25	497
180	0	5.75	0
205	-68.5	3.17	-218
230	-124.1	0	0

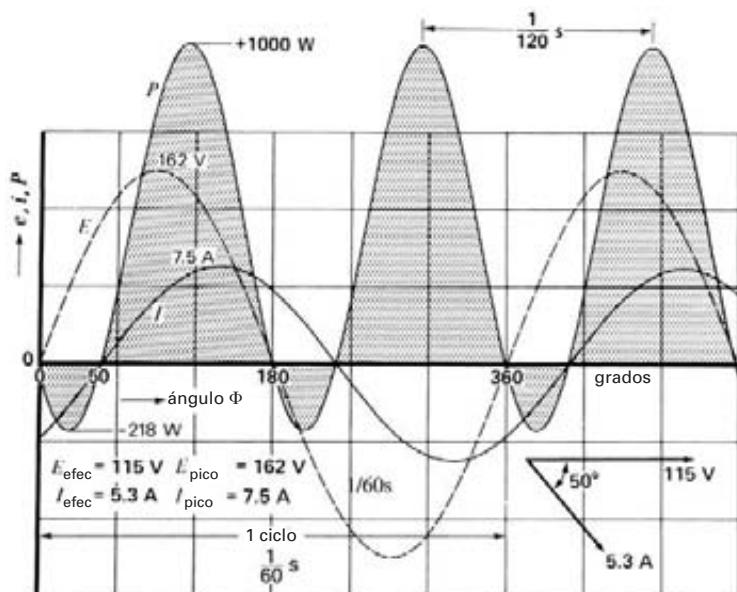


Figura 7.1

Voltaje, corriente y potencia instantáneos en un circuito de ca. (Vea el ejemplo 7-1.)

El voltaje, la corriente y la potencia instantáneos aparecen en la figura 7.1. La potencia alcanza un valor pico positivo de +1000 W y uno negativo de -218 W. La potencia negativa significa que en realidad la potencia fluye de la carga (motor) a la fuente. Esto ocurre durante los intervalos 0-50°, 180°-230° y 360°-410°. Aun cuando el flujo de potencia de un dispositivo considerado como carga a un dispositivo considerado como fuente puede parecer imposible, a menudo acontece en circuitos ca. La razón se da en la sección siguiente.

También observamos que los picos positivos ocurren a intervalos de 1/120 s. Esto significa que la frecuencia del ciclo de potencia es de 120 Hz, el cual es dos veces la frecuencia del voltaje y la corriente que

producen la potencia. De nueva cuenta, este fenómeno es bastante normal: la frecuencia de un flujo de potencia de ca siempre es dos veces la frecuencia de línea.

7.2 Potencia activa o real*

El circuito de ca simple de la figura 7.2a se compone de un resistor conectado a un generador de ca. El voltaje y la corriente efectivos se representan con E e I , respectivamente, y como cabría esperar en un circuito resistivo, los fasores E e I están en fase (Fig. 7.2b). Si conectamos un vatímetro (o wattmetro) (Fig. 7.3) a la línea, dará una lectura $P = EI$ watts (Fig. 7.2c).

Para tener una mejor idea de lo que sucede en el circuito, hemos trazado las curvas sinusoidales de E e I (Fig. 7.2d). Los valores pico son $\sqrt{2}E$ volts y $\sqrt{2}I$ amperes, respectivamente, porque como dijimos anteriormente, E e I son valores eficaces. Si multiplicamos los valores instantáneos de voltaje y corriente como lo hicimos en la sección 7.1, obtenemos la potencia *instantánea* en watts.

* Muchas personas se refieren a potencia activa como *potencia real* o *potencia verdadera*, porque la consideran más descriptiva. En este libro utilizamos el término *potencia activa*, porque se ajusta a la designación del IEEE.

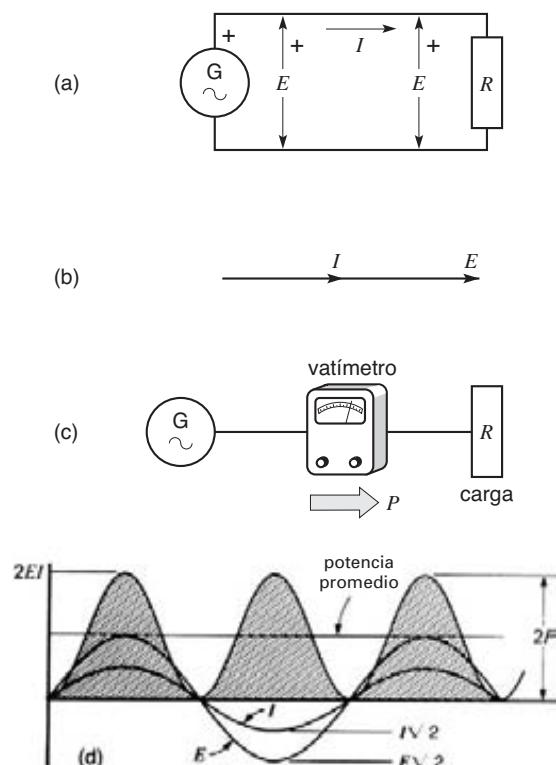


Figura 7.2

- Un voltaje de ca E produce una corriente alterna I en este circuito resistivo.
- Los fasores E e I están en fase.
- Un vatímetro indica EI watts.
- La potencia activa consta de una serie de pulsos de potencia positivos.



Figura 7.3

Ejemplo de un vatímetro de alta precisión con capacidad de 50 V, 100 V, 200 V; 1 A, 5 A. La escala va de 0-50 W a 0-1000 W.

(Cortesía de Weston Instruments)

La onda de potencia se compone de una serie de impulsos positivos que varían desde cero hasta un valor máximo de $(\sqrt{2}E) \times (\sqrt{2}I) = 2EI = 2P$ watts. El hecho de que la potencia siempre es positiva revela que siempre fluye del generador al resistor. Ésta es una de las propiedades básicas de la llamada *potencia activa*: aunque pulsa entre cero y un valor máximo, *nunca* cambia de dirección. Una flecha *P* indica la dirección del flujo de potencia (Fig. 7.2c).

La potencia promedio queda claramente a la mitad entre $2P$ y cero, así que su valor es $P = 2EI/2 = EI$ watts. Ésa es precisamente la potencia indicada por el vatímetro.

Los dos conductores que llevan al resistor en la figura 7.2a transportan la potencia activa. No obstante, a diferencia del flujo de corriente, la potencia no fluye por un conductor y regresa por el otro. La potencia fluye por *ambos* conductores y, por consiguiente, en lo que se refiere a la potencia, podemos reemplazar los conductores por una sola línea, como se muestra en la figura 7.2c.

En general, la línea representa cualquier línea de transmisión que conecta dos dispositivos, independientemente del número de conductores que pueda tener.

El generador es una *fuente activa* y el resistor una *carga activa*. El símbolo de la potencia activa es *P* y la unidad es el watt (W). El kilowatt (kW) y el megawatt (MW) son múltiplos del watt que se utilizan con frecuencia.

7.3 Potencia reactiva

El circuito de la figura 7.4a es idéntico al circuito resistivo (Fig. 7.2a), excepto que ahora un reactor X_L reemplaza al resistor. Por lo tanto, la corriente *I* se retrasa 90° con respecto al voltaje *E* (Fig. 7.4b).

Para ver lo que sucede realmente en el circuito, trazamos las formas de onda de *E* e *I*, y multiplicando de nuevo sus valores instantáneos, obtenemos la curva de potencia instantánea (Fig. 7.4c). Esta potencia *p* consiste en una serie de pulsos positivos y negativos idénticos. Las ondas positivas corresponden a la potencia instantánea suministrada por el generador al reactor, y las negativas representan la potencia instantánea suministrada por el reactor al generador. La duración de cada onda representa un cuarto de ciclo de la frecuencia de línea. Por consiguiente, la frecuencia

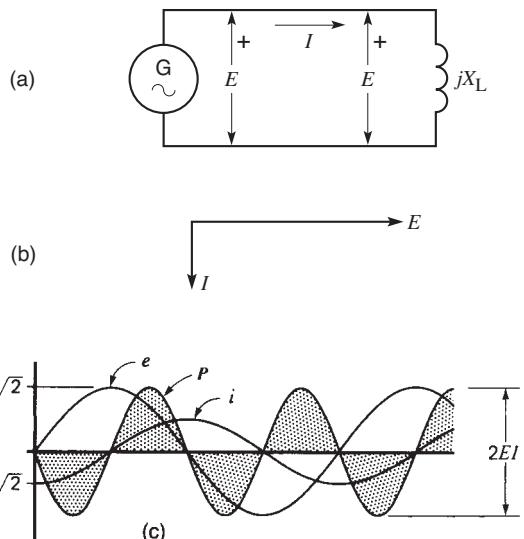


Figura 7.4

- Un voltaje de ca *E* produce una corriente alterna *I* en este circuito inductivo.
- El fasor *I* está retrasado 90° con respecto a *E*.
- La potencia reactiva consta de una serie de pulsos de potencia positivos y negativos.

de la onda de potencia es de nuevo dos veces la frecuencia de línea.

La potencia que oscila de esta manera se llama *potencia reactiva* (símbolo *Q*), para distinguirla de la potencia activa unidireccional antes mencionada. El producto EI también da la potencia reactiva mostrada en la figura 7.4. Sin embargo, para distinguir esta potencia de la potencia activa, se utiliza otra unidad: el **var**. Sus múltiplos son el kilovar (kvar) y el mega-var (Mvar).

Hay instrumentos especiales, llamados *varímetros* (o varímetros), para medir la potencia reactiva en un circuito (Fig. 7.5). Un varímetro registra el producto del voltaje de línea eficaz *E* por la corriente de línea eficaz *I* por $\sin \theta$ (donde θ es el ángulo de fase entre *E* e *I*). Sólo se obtiene una lectura cuando *E* e *I* están fuera de fase; si están exactamente en fase (o exactamente 180° fuera de fase), el varímetro lee cero.

Volviendo a la figura 7.4, el área punteada debajo de cada impulso es la energía, en joules, transportada en una u otra dirección. Evidentemente, la energía es suministrada en una serie continua de impulsos de

**Figura 7.5**

Varímetro con el valor cero en el centro de la escala. Indica flujo de potencia reactiva positiva o negativa hasta de 100 Mvars.

muy corta duración, y cada pulso positivo es seguido por uno negativo. La energía fluye en ambas direcciones entre el generador y el inductor sin consumirse.

¿Cuál es la razón de estas oscilaciones de energía positivas y negativas? La energía fluye de ida y vuelta porque la energía magnética es almacenada y liberada alternativamente por el reactor. Por lo tanto, cuando la potencia es positiva, el campo magnético se acumula en el interior de la bobina. Un momento después, cuando la potencia es negativa, la energía disminuye en el campo magnético y fluye de regreso a la fuente.

Ahora ya tenemos una explicación de los breves impulsos de potencia negativos mostrados en la figura 7.1. En realidad, representan energía magnética, almacenada previamente en los devanados del motor, que está regresando a la fuente.

7.4 Definición de carga y fuente reactivas

La potencia reactiva implica potencia real que oscila en ambas direcciones entre dos dispositivos a través de una línea de transmisión. Por esta razón, es imposible decir si la potencia se origina en un extremo de la línea o en el otro. No obstante, es útil suponer que algunos dispositivos generan potencia reactiva mientras que otros la absorben. En otras palabras, algunos dispositivos actúan como *fuentes reactivas* y otros como *cargas reactivas*.

Por definición,* se considera que un reactor es una carga activa que absorbe potencia reactiva.

Ejemplo 7-2

Un reactor que tiene una reactancia inductiva de 4Ω está conectado a las terminales de un generador de ca de 120 V (Fig. 7.6a).

- Calcule el valor de la corriente en el reactor.
- Calcule la potencia asociada con el reactor.
- Calcule la potencia asociada con el generador de ca.
- Trace el diagrama fasorial del circuito.

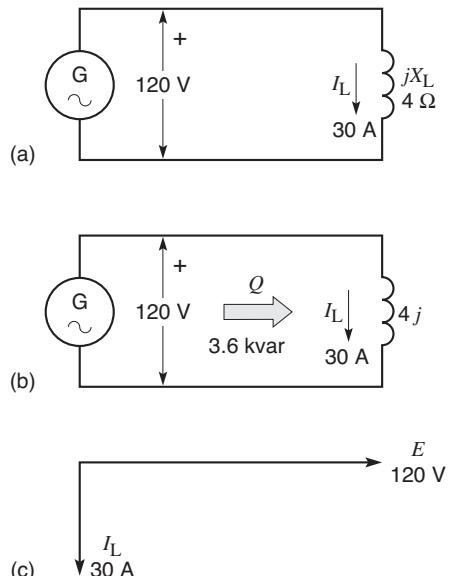


Figura 7.6
Vea el ejemplo 7-2.

Solución

- Corriente en el circuito:

$$I_L = \frac{E}{X_L} = \frac{120 \text{ V}}{4 \Omega} = 30 \text{ A}$$

- Potencia asociada con el reactor:

$$Q = EI = 120 \times 30 = 3600 \text{ var} = 3.6 \text{ kvar}$$

* Esta definición concuerda con las convenciones del IEEE y la IEC.

El reactor absorbe esta potencia reactiva.

- Como el reactor absorbe 3.6 kvar de potencia de reactancia, el generador de ca debe estar suministrándola. En consecuencia, el generador es una fuente de potencia reactiva: suministra 3.6 kvar. Así, la potencia reactiva Q fluye en la dirección mostrada (Fig. 7.6b).
- El diagrama fasorial se muestra en la figura 7.6c. La corriente I_L está retrasada 90° con respecto al voltaje E .

Este diagrama fasorial representa la carga reactiva (el reactor) y la fuente reactiva (el generador de ca), así como la línea que los conecta.

7.5 Capacitor y potencia reactiva

Suponga que ahora agregamos al circuito de la figura 7.6 un capacitor que tiene una reactancia de 4Ω . Esto produce el circuito de la figura 7.7a. La corriente I_c absorbida por el capacitor es $I_c = 120 \text{ V}/4 \Omega = 30 \text{ A}$ y, como era de esperarse, adelanta 90° el voltaje (Fig. 7.7b).

La suma vectorial de I_L e I_c es cero, así que el generador de ca ya no suministra potencia al circuito. Sin embargo, la corriente en el reactor no ha cambiado; por consiguiente, continúa absorbiendo $30 \text{ A} \times 120 \text{ V} = 3.6 \text{ kvar}$ de potencia reactiva.

¿De dónde viene esta potencia reactiva? Sólo puede hacerlo del capacitor, el cual actúa como fuente de

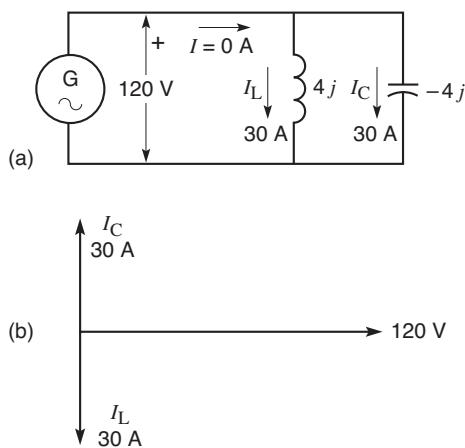


Figura 7.7
Vea el ejemplo 7-3.

potencia reactiva. La potencia reactiva suministrada por el capacitor es igual a la corriente que éste transporta multiplicada por el voltaje a través de sus terminales, es decir

$$Q = EI_c = 120 \text{ V} \times 30 \text{ A} = 3600 \text{ var} = 3.6 \text{ kvar}$$

La potencia reactiva suministrada por el capacitor se expresa en vars o kilovars. Ahora, la potencia reactiva Q fluye del capacitor a la fuente.

Hemos llegado a una conclusión muy importante: *un capacitor es una fuente de potencia reactiva*. Actúa como fuente de potencia reactiva siempre que forma parte de un circuito de estado permanente basado en ondas sinusoidales.

Ahora eliminemos el reactor del circuito mostrado en la figura 7.7a, con lo cual obtenemos el circuito mostrado en la figura 7.8a. Ahora el capacitor está solo, conectado a las terminales del generador de ca. Aún transporta una corriente de 30 A, adelantada 90° al voltaje E (Fig. 7.8b). Por consiguiente, el capacitor sigue actuando como fuente de potencia reactiva que suministra 3.6 kvar. ¿Adónde se dirige esta potencia? La respuesta es que ¡el capacitor suministra potencia reactiva al mismo generador al que está conectado! Para la mayoría de las personas, esto no es fácil de

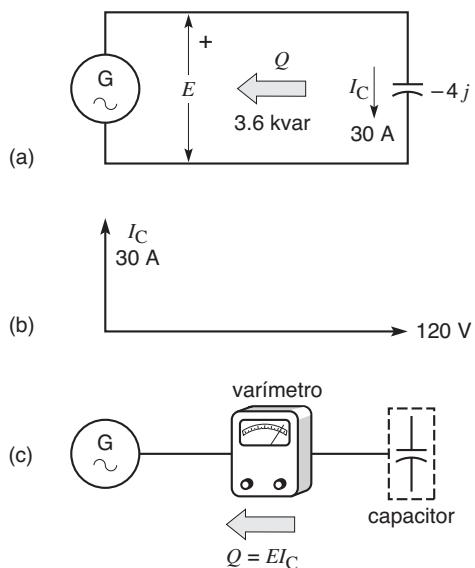


Figura 7.8
a. Capacitor conectado a una fuente de ca.
b. El fasor I_C está adelantado 90° respecto a E .
c. Fluye potencia reactiva del capacitor al generador.

aceptar. ¿Cómo, podríamos preguntarnos, es posible que un dispositivo pasivo como un capacitor produzca potencia? La respuesta es que la potencia reactiva en realidad representa energía que, al igual que un péndulo, oscila de un lado a otro sin realizar trabajo útil. El capacitor actúa como un dispositivo almacenador de energía temporal aceptando repetidamente energía durante períodos breves y liberándola de nuevo. Sin embargo, en lugar de almacenar energía magnética como lo hace un reactor, un capacitor almacena energía electrostática (vea la sección 2.14).

Si conectamos un varímetro al circuito (Fig. 7.8c), dará una lectura negativa de $EI = -3600$ var, lo que indica que la potencia reactiva fluye en realidad del capacitor al generador. Ahora el generador actúa como carga reactiva, pero en ocasiones preferimos llamarlo *receptor* de potencia reactiva, lo que, desde luego, significa lo mismo. En suma, una reactancia capacitiva *siempre* genera potencia reactiva.

Ejemplo 7-3

Un generador de ca G, está conectado a un grupo de elementos de circuito R, L y C (Fig. 7.9). Los elementos respectivos conducen las corrientes mostradas. Calcule la potencia activa y reactiva asociada con el generador.

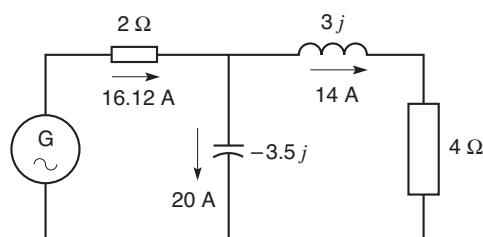


Figura 7.9

Vea el ejemplo 7-3.

Solución

Los dos resistores absorben potencia activa dada por

$$P = I^2R = (14^2 \times 4) + (16.12^2 \times 2) = \\ 784 + 520 = 1304 \text{ W}$$

El reactor de 3Ω absorbe potencia reactiva:

$$Q_L = I^2X_L = 14^2 \times 3 = 588 \text{ var}$$

El capacitor de 3.5Ω genera potencia reactiva: $Q_C = I^2X_C = 20^2 \times 3.5 = 1400 \text{ var}$.

El circuito R, L, C genera una potencia reactiva neta de $1400 - 588 = 812 \text{ var}$.

Esta potencia reactiva debe ser absorbida por el generador; de ahí que, en lo que a la potencia reactiva concierne, el generador actúa como carga.

La potencia activa absorbida por los resistores debe ser suministrada por el generador; por lo tanto, es una fuente de potencia activa = 1304 W.

En conclusión, el generador de ca es una fuente de potencia activa (1304 W) y un receptor de potencia reactiva (812 var).

7.6 Distinción entre potencia activa y potencia reactiva

Existe una diferencia fundamental entre potencia activa y potencia reactiva, y quizás lo más importante que hay que recordar es que una no puede ser convertida en la otra. Las potencias activa y reactiva funcionan independientemente una de la otra, por lo que se pueden tratar como cantidades distintas en circuitos eléctricos.

Ambas imponen una carga en la línea de transmisión que las transporta, pero mientras que la potencia activa produce con el tiempo un resultado tangible (calor, potencia mecánica, luz, etc.), la potencia reactiva sólo representa potencia que oscila de un lado a otro.

Todos los dispositivos inductivos ca, como imanes, transformadores, balastros y motores de inducción, absorben potencia reactiva porque un componente de la corriente que absorben se retrasa 90° con respecto al voltaje. La potencia reactiva desempeña un papel muy importante porque produce el campo magnético de ca en estos dispositivos.

Un edificio, un centro comercial o una ciudad pueden ser considerados como una enorme carga activa/reactiva conectada a un sistema de suministro eléctrico. Tales centros de carga contienen miles de motores de inducción y otros dispositivos electromagnéticos que absorben tanto potencia reactiva (para mantener sus campos magnéticos) como activa (para realizar el trabajo útil).

Esto nos lleva al estudio de cargas que absorben tanto potencia activa como reactiva.

7.7 Cargas activa y reactiva combinadas: potencia aparente

Se puede considerar que las cargas que absorben tanto potencia activa P como reactiva Q están compuestas de una resistencia y una reactancia inductiva. Consideré, por ejemplo, el circuito de la figura 7.10a, en el que un resistor y un reactor están conectados a una fuente G . El resistor absorbe una corriente I_p , mientras que el reactor absorbe una corriente I_q .

De acuerdo con nuestras definiciones, el resistor es una carga activa mientras que el reactor es una carga reactiva. Por consiguiente, I_p está en fase con E mientras que I_q está retrasada 90° . El diagrama fasorial (Fig. 7.10b) muestra que la corriente de línea resultante I está retrasada un ángulo θ con respecto a E . Además, la magnitud de I está dada por

$$I = \sqrt{I_p^2 + I_q^2}$$

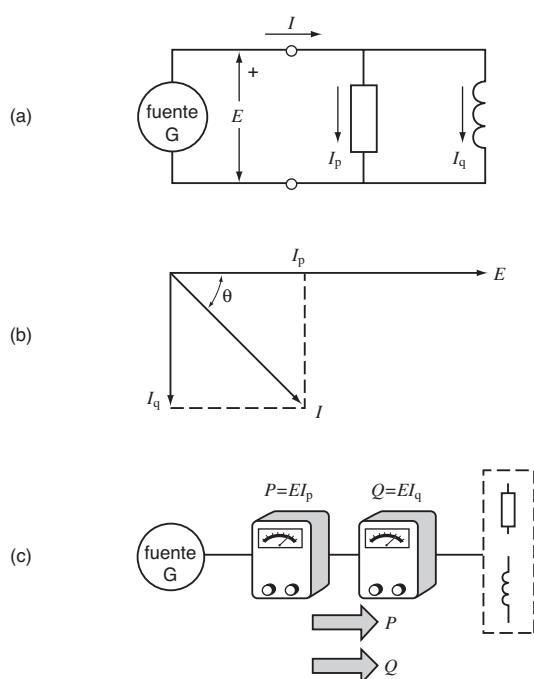


Figura 7.10

- Circuito compuesto de una fuente que alimenta una carga activa y una reactiva.
- Diagrama fasorial del voltaje y las corrientes.
- Flujo de potencias activa y reactiva de la fuente a la carga.

Los componentes de las potencias activa y reactiva P y Q fluyen en la misma dirección, como lo muestran las flechas en la figura 7.10c. Si conectamos un vatímetro y un varímetro al circuito, ambas lecturas serán positivas, es decir $P = EI_p$ watts y $Q = EI_q$ vars, respectivamente.

Además, si conectamos un amperímetro a la línea, indicará una corriente de I amperes. Como resultado, podríamos pensar que la potencia suministrada a la carga es igual a EI watts. Pero, obviamente, esto es incorrecto porque la potencia consiste en un componente activo (watts) y un componente reactivo (vars). Por esta razón, el producto EI se llama *potencia aparente*. El símbolo de la potencia aparente es S .

La potencia aparente no se expresa en watts ni en vars, sino en *voltamperes*. Los múltiplos son el kilovoltampere (kVA) y el megavoltampere (MVA).

7.8 Relación entre P , Q y S

Considere el circuito monofásico de la figura 7.11a compuesto de una fuente, una carga y medidores apropiados. Supongamos que

- el voltímetro indica E volts
- el amperímetro indica I amperes
- el vatímetro indica $+P$ watts
- el varímetro indica $+Q$ vars

Si P y Q son positivas, entonces la carga absorbe tanto potencia activa como reactiva. Por lo tanto, la corriente de línea I se retrasa un ángulo θ con respecto a E_{ab} .

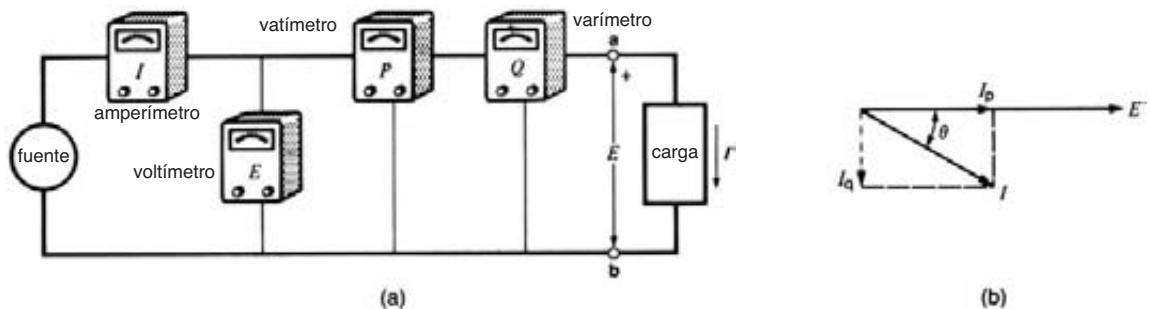
La corriente I se puede descomponer en dos componentes I_p e I_q , respectivamente en fase, y en cuadratura, con el fasor E (Fig. 7.11b). Los valores numéricos de I_p e I_q se leen directamente en los instrumentos

$$I_p = P/E \quad (7.1)$$

$$I_q = Q/E \quad (7.2)$$

Además, la potencia aparente S transmitida por la línea está dada por $S = EI$, por lo que

$$I = S/E \quad (7.3)$$

**Figura 7.11**

- Instrumentos utilizados para medir E , I , P y Q en un circuito.
- El diagrama fasorial se puede deducir de las lecturas del instrumento.

De acuerdo con el diagrama fasorial (Fig. 7.11b), es obvio que

$$I^2 = I_p^2 + I_q^2$$

Por consiguiente,

$$\left[\frac{S}{E} \right]^2 = \left[\frac{P}{E} \right]^2 + \left[\frac{Q}{E} \right]^2$$

Es decir,

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (7.4)$$

en la cual

$$S = \text{potencia aparente [VA]}$$

$$P = \text{potencia activa [W]}$$

$$Q = \text{potencia reactiva [var]}$$

También podemos calcular el valor del ángulo θ porque la tangente de θ es obviamente igual a I_q/I_p . Por lo tanto, tenemos

$$\theta = \arctan I_q/I_p = \arctan Q/P \quad (7.5)$$

Ejemplo 7-4

Un motor de corriente alterna absorbe 40 kW de potencia activa y 30 kvar de potencia reactiva. Calcule la potencia aparente suministrada al motor.

Solución

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{P^2 + Q^2} \\ &= \sqrt{40^2 + 30^2} \\ &= 50 \text{ kVA} \end{aligned} \quad (7.4)$$

Ejemplo 7-5

Un vatímetro y un varímetro están conectados a una línea monofásica de 120 V que alimenta un motor ca. Indican 1800 W y 960 var, respectivamente.

Calcule

- Los componentes en fase y en cuadratura I_p e I_q .
- La corriente de línea I .
- La potencia aparente suministrada por la fuente.
- El ángulo de fase entre el voltaje de línea y la corriente de línea.

Solución

Remitiéndonos a la figura 7.11, donde ahora la carga es un motor, tenemos

$$a. \quad I_p = P/E = 1800/120 = 15 \text{ A} \quad (7.1)$$

$$I_q = Q/E = 960/120 = 8 \text{ A} \quad (7.2)$$

- De acuerdo con el diagrama fasorial, tenemos

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{I_p^2 + I_q^2} = \sqrt{15^2 + 8^2} \\ &= 17 \text{ A} \end{aligned}$$

- La potencia aparente es

$$S = EI = 120 \times 17 = 2040 \text{ VA}$$

- El ángulo de fase θ entre E e I es

$$\begin{aligned} \theta &= \arctan Q/P = \arctan 960/1800 \\ &= 28.1^\circ \end{aligned}$$

Ejemplo 7-6

Un voltímetro y un amperímetro conectados al circuito inductivo de la figura 7.4a dan lecturas de 140 V y 20 A, respectivamente.

Calcule

- La potencia aparente de la carga.
- La potencia reactiva de la carga.
- La potencia activa de la carga.

Solución

- La potencia aparente es

$$\begin{aligned} S &= EI = 140 \times 20 \\ &= 2800 \text{ VA} = 2.8 \text{ kVA} \end{aligned}$$

- La potencia reactiva es

$$\begin{aligned} Q &= EI = 140 \times 20 \\ &= 2800 \text{ var} = 2.8 \text{ kvar} \end{aligned}$$

Si se conectara un varímetro al circuito, daría una lectura de 2800 var.

- La potencia activa es cero.

Si se conectara un vatímetro al circuito, leería cero.

Recapitulando, la potencia aparente es de 2800 VA, pero como la corriente está desfasada 90° con respecto al voltaje, también es igual a 2800 var.

7.9 Factor de potencia

El factor de potencia de un dispositivo o circuito de corriente alterna es la relación de la potencia activa P a la potencia aparente S , es decir

$$\text{factor de potencia} = P/S \quad (7.6)$$

donde

P = potencia activa suministrada o absorbida por el circuito o dispositivo [W]

S = potencia aparente del circuito o dispositivo [VA]

El factor de potencia se expresa como un número simple o como un porcentaje.

Como la potencia activa P nunca puede exceder la potencia aparente S , se deduce que el factor de potencia nunca puede ser mayor que la unidad (o que 100 por ciento). El factor de potencia de un resistor es de

100 por ciento porque la potencia aparente que absorbe es igual a la potencia activa. Por otra parte, el factor de potencia de una bobina ideal sin resistencia es cero, porque no consume potencia activa.

Resumiendo, el factor de potencia de un circuito o dispositivo es simplemente una forma de establecer qué fracción de su potencia aparente es potencia real, o activa.

En un circuito monofásico el factor de potencia también mide el ángulo de fase θ entre el voltaje y la corriente. Por lo tanto, de acuerdo con la figura 7.11,

$$\begin{aligned} \text{factor de potencia} &= P/S \\ &= EI_p/EI \\ &= I_p/I \\ &= \cos \theta \end{aligned}$$

Por consiguiente,

$$\text{factor de potencia} = \cos \theta = P/S \quad (7.7)$$

donde

factor de potencia = factor de potencia de un circuito o dispositivo monofásico

θ = ángulo de fase entre el voltaje y la corriente

Si conocemos el factor de potencia, automáticamente conocemos el coseno del ángulo entre E e I , por lo que podemos calcular el ángulo. Se dice que el factor de potencia se *retrasa* si la corriente se retrasa con respecto al voltaje. A la inversa, se dice que el factor de potencia se *adelanta* si la corriente se adelanta al voltaje.

Ejemplo 7-7

Calcule el factor de potencia del motor del ejemplo 7-5 y el ángulo de fase entre el voltaje de línea y la corriente de línea.

Solución

$$\begin{aligned} \text{factor de potencia} &= P/S \\ &= 1800/2040 \\ &= 0.882 \text{ u } 88.2 \text{ (retrasado)} \\ \cos \theta &= 0.882 \\ \text{por lo tanto, } \theta &= 28.1^\circ \end{aligned}$$

Ejemplo 7-8

Un motor monofásico absorbe una corriente de 5 A de una línea de 120 V y 60 Hz. El factor de potencia del motor es de 65 por ciento.

Calcule

- La potencia activa absorbida por el motor.
- La potencia reactiva suministrada por la línea.

Solución

- La potencia aparente absorbida por el motor es

$$S_m = EI = 120 \times 5 = 600 \text{ VA}$$

La potencia activa absorbida por el motor es

$$\begin{aligned} P_m &= S_m \cos \theta & (7.7) \\ &= 600 \times 0.65 = 390 \text{ W} \end{aligned}$$

- La potencia reactiva absorbida por el motor es

$$\begin{aligned} Q_m &= \sqrt{S_m^2 - P_m^2} & (7.4) \\ &= \sqrt{600^2 - 390^2} \\ &= 456 \text{ var} \end{aligned}$$

Observe que el motor absorbe aún más potencia reactiva que activa de la línea. Esto carga la línea con una cantidad relativamente grande de potencia improductiva.

7.10 Triángulo de potencia

La relación $S^2 = P^2 + Q^2$ expresada por la ecuación 7.4 nos hace pensar en un triángulo rectángulo. Por lo tanto, podemos demostrar gráficamente la relación entre S , P y Q , mediante un *triángulo de potencia*. De acuerdo con la convención, aplicamos las siguientes reglas:

- La potencia activa P absorbida por un circuito o dispositivo se considera positiva y se traza horizontalmente hacia la derecha.
- La potencia activa P suministrada por un circuito o dispositivo se considera negativa y se traza horizontalmente hacia la izquierda.
- La potencia reactiva Q absorbida por un circuito o dispositivo se considera positiva y se traza verticalmente hacia arriba.

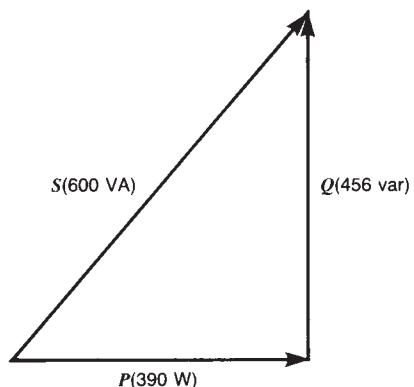


Figura 7.12

Triángulo de potencia de un motor. Vea el ejemplo 7-8.

- La potencia reactiva Q suministrada por un circuito o dispositivo se considera negativa y se traza verticalmente hacia abajo.

El triángulo de potencia para el ejemplo 7-8 se muestra en la figura 7.12 de acuerdo con estas reglas. Los componentes de potencia S , P y Q se ven como fasores, pero no lo son. Sin embargo, podemos considerarlos como vectores convenientes. El concepto de triángulo de potencia es útil al resolver circuitos de ca que comprenden varios componentes de potencias activa y reactiva.

7.11 Aspectos adicionales de fuentes y cargas

Considere la figura 7.13a, en la que un resistor y un capacitor están conectados a una fuente. El circuito es similar a la figura 7.10, excepto que el capacitor es una fuente reactiva. Por ello, fluye potencia reactiva del capacitor a la fuente G , y potencia activa de la fuente G al resistor. Así, los componentes de potencia activa y reactiva fluyen en direcciones opuestas por la línea de transmisión. Un vatímetro conectado al circuito dará una lectura positiva $P = EI_p$ watts, pero un varímetro dará una lectura negativa $Q = EI_q$. La fuente G suministra potencia activa P pero recibe potencia reactiva Q . Por lo tanto, G es simultáneamente una fuente activa y una carga reactiva.

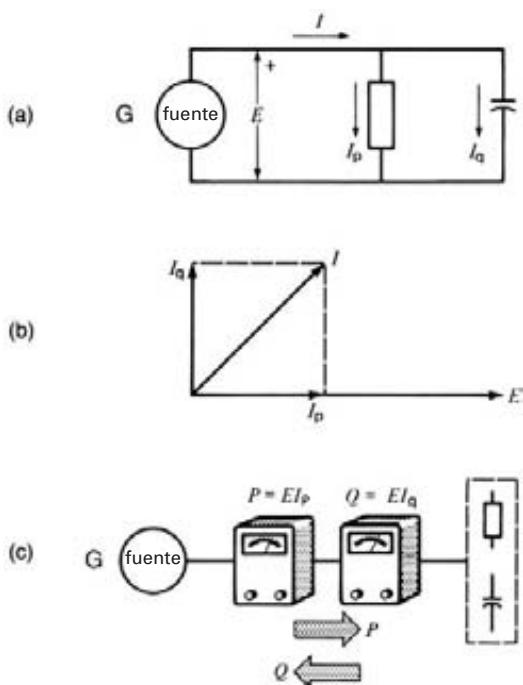


Figura 7.13

- Fuente que alimenta una carga activa y reactiva (capacitiva).
- Diagrama fasorial del circuito.
- Flujo de potencias activa y reactiva en direcciones opuestas.

Puede parecer inusual que dos potencias fluyan en direcciones opuestas por la misma línea de transmisión, pero de nuevo debemos recordar que la potencia activa P no es la misma que la reactiva Q y que cada una fluye independientemente de la otra.

Hablando de fuentes y cargas, una toma de corriente engañosamente simple, como un contacto de 120 V de una casa, también merece atención. A fin de cuentas, todas las tomas de corriente están conectadas a enormes alternadores que accionan la transmisión eléctrica y los sistemas de distribución. Aunque parezca extraño, una toma eléctrica puede actuar no sólo como fuente activa o reactiva (como sería de esperarse), sino que también puede actuar como carga activa o reactiva. ¿Qué factores determinan si se comportará de una manera u otra? Todo depende del tipo de dispositivo o dispositivos conectados a la toma de

corriente. Si el dispositivo absorbe potencia activa, la toma la proporcionará; si suministra potencia activa, la toma la recibirá. En otras palabras, una toma de corriente simple en todo momento está lista para suministrar —o recibir— potencia activa P o potencia reactiva Q , de acuerdo con los dispositivos conectados a ella.

Lo mismo sucede con cualquier entrada de servicio trifásica de 480 V a una fábrica o con las terminales de una línea de transmisión de alta potencia de 345 kV.

Ejemplo 7-9

Se coloca un capacitor de papel de $50 \mu\text{F}$ a través de las terminales del motor del ejemplo 7-8.

Calcule

- La potencia reactiva generada por el capacitor.
- La potencia activa absorbida por el motor.
- La potencia reactiva absorbida de la línea.
- La nueva corriente de línea.

Solución

- La impedancia del capacitor es

$$\begin{aligned} X_C &= 1/(2\pi fC) & (2.11) \\ &= 1/(2\pi \times 60 \times 50 \times 10^{-6}) \\ &= 53 \Omega \end{aligned}$$

La corriente en el capacitor es

$$\begin{aligned} I &= E/X_C = 120/53 \\ &= 2.26 \text{ A} \end{aligned}$$

La potencia reactiva generada por el capacitor es

$$\begin{aligned} Q_C &= EI_q = 120 \times 2.26 \\ &= 271 \text{ var} \end{aligned}$$

- El motor continúa absorbiendo la misma potencia activa porque aún está totalmente cargado.

Por consiguiente,

$$P_m = 390 \text{ W}$$

El motor también absorbe la misma potencia reactiva que antes, porque nada ha ocurrido que cambie su campo magnético. Por consiguiente,

$$Q_m = 456 \text{ var}$$

- c. El motor absorbe 456 var de la línea, pero el capacitor suministra 271 var a la misma línea. Por lo tanto, la potencia reactiva neta absorbida de la línea es,

$$\begin{aligned} Q_L &= Q_m - Q_c \\ &= 456 - 271 \\ &= 185 \text{ var} \end{aligned}$$

La potencia activa absorbida de la línea es

$$P_L = P_m = 390 \text{ W}$$

- d. La potencia aparente absorbida de la línea es

$$\begin{aligned} S_L &= \sqrt{P_L^2 + Q_L^2} \\ &= \sqrt{390^2 + 185^2} \\ &= 432 \text{ VA} \end{aligned}$$

La nueva corriente de línea es

$$\begin{aligned} I_L &= S_L/E = 432/120 \\ &= 3.6 \text{ A} \end{aligned}$$

Por lo tanto, la corriente de línea de ca es de 5 a 3.6 A si se coloca el capacitor en paralelo con el motor. Esto representa una gran mejora porque la corriente de línea es menor y la operación del motor no ha cambiado en lo más mínimo.

El nuevo factor de potencia de la línea es

$$\begin{aligned} \cos \phi_L &= P_L/S_L = 390/432 \\ &= 0.903 \text{ o } 90.3\% \\ \phi_L &= \arccos 0.903 = 25.5^\circ \end{aligned}$$

El triángulo de potencia se muestra en la figura 7.14. La potencia reactiva Q_C generada por el capacitor se traza verticalmente hacia abajo. Si comparamos este triángulo de potencia con el de la figura 7.12, podemos observar el efecto del capacitor en la potencia aparente suministrada por la línea.

7.12 Sistemas compuestos de varias cargas

El concepto de potencia activa y reactiva permite simplificar la solución de algunos circuitos un tanto complejos. Considere, por ejemplo, un grupo de cargas

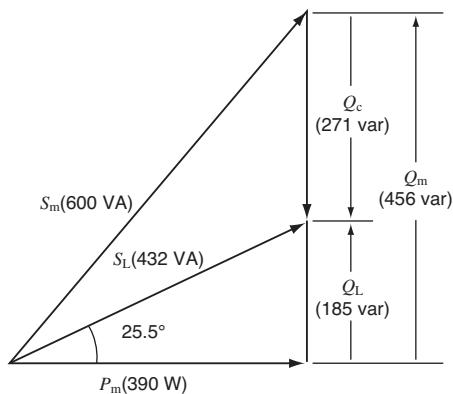


Figura 7.14

Triángulo de potencia de un motor y un capacitor conectados a una línea de ca. Ver el ejemplo 7-9.

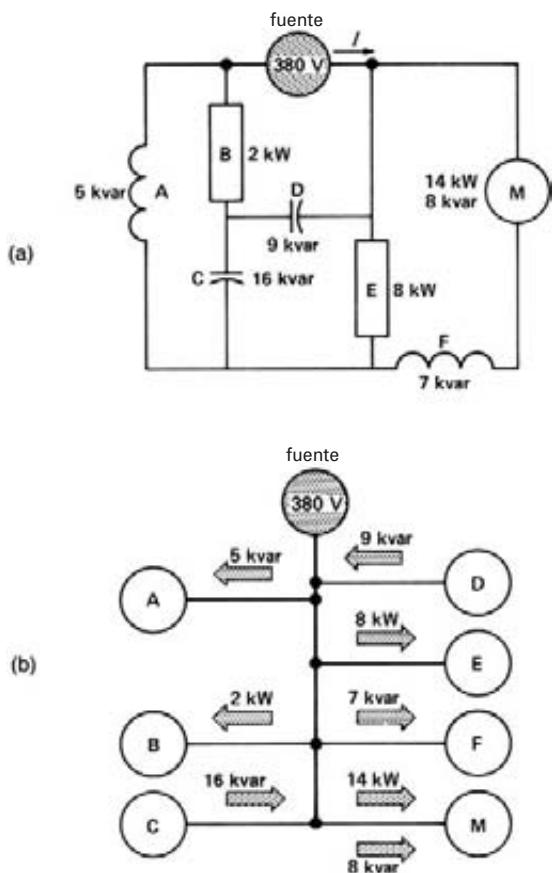
conectadas de una forma muy inusual a una fuente de 380 V (Fig. 7.15a). Deseamos calcular la potencia aparente absorbida por el sistema, así como la corriente suministrada por la fuente.

Utilizando el método de potencia, no tenemos que preocuparnos por la forma en que están interconectadas las cargas. Simplemente dibujamos un diagrama de bloques de las cargas individuales, indicando la dirección (en lo que concierne a la fuente) del flujo de potencia activa y reactiva (Fig. 7.15b). Así, como la carga A es inductiva, absorbe potencia reactiva; por consiguiente, la flecha de 5 kvar apunta de la fuente a la carga. Por otra parte, como la carga C representa un capacitor, suministra potencia reactiva al sistema. Por ello, la flecha de 16 kvar apunta hacia la fuente.

La naturaleza distinta (e independiente) de las potencias activa y reactiva nos permite sumar todas las potencias activas que hay en un circuito para obtener la potencia activa total P . Del mismo modo, podemos sumar las potencias reactivas para obtener la potencia reactiva total Q . Entonces, encontramos la potencia aparente total resultante S por medio de

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (7.4)$$

Recordemos que al sumar potencias activas, les asignamos un valor positivo a aquellas que son absorbidas por el sistema, y un valor negativo a aquellas que son generadas (por ejemplo, por un capacitor). De la misma

**Figura 7.15**

- Ejemplo de cargas activa y reactiva conectadas a una fuente de 380 V.
- Se supone que todas las cargas están conectadas directamente a la toma de corriente de 380 V.

manera, les asignamos un valor positivo a las potencias activas que son absorbidas y uno negativo a aquellas que son generadas (por ejemplo, por un alternador).

Obsérvese que generalmente *no podemos* sumar las potencias aparentes localizadas en varias partes de un circuito para obtener la potencia aparente total S . Sólo podemos sumarlas si sus factores son idénticos.

Resolvamos ahora el circuito de la figura 7.15:

- Potencia activa absorbida por el sistema:

$$P = (2 + 8 + 14) = +24 \text{ kW}$$

- Potencia reactiva absorbida por el sistema:

$$Q_1 = (5 + 7 + 8) = +20 \text{ kvar}$$

- Potencia reactiva suministrada por el capacitor:

$$Q_2 = (-9 - 16) = -25 \text{ kvar}$$

- Potencia reactiva neta Q absorbida por el sistema:

$$Q = (+20 - 25) = -5 \text{ kvar}$$

- Potencia aparente del sistema:

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{24^2 + (-5)^2} \\ &= 24.5 \text{ kVA} \end{aligned}$$

- Como la fuente de 380 V suministra la potencia aparente, la corriente de línea es

$$I = S/E = 24\ 500/380 = 64.5 \text{ A}$$

- El factor de potencia del sistema es

$$\cos \phi_L = P/S = 24/24.5 = 0.979 \text{ (adelantado)}$$

La fuente de 380 V *suministra* 24 kW de potencia activa, pero *recibe* 5 kvar de potencia reactiva. Ésta fluye hacia el sistema de distribución local de la compañía de electricidad, donde queda disponible para crear campos magnéticos. Los campos magnéticos pueden asociarse con transformadores de distribución, líneas de transmisión o incluso relevadores electromagnéticos de clientes conectados al mismo sistema de distribución.

El triángulo de potencia para el sistema se muestra en la figura 7.15c. Es la solución gráfica de nuestro problema. Por lo tanto, iniciando con la carga de 5 kvar, pasamos progresivamente de un dispositivo al siguiente alrededor del sistema. Mientras lo hacemos, trazamos la magnitud y dirección (hacia arriba, hacia abajo, hacia la izquierda, hacia la derecha) de cada vector de potencia, cola con cabeza, de acuerdo con la potencia de cada dispositivo que encontramos. Cuando completamos la selección, podemos trazar un vector de potencia desde el punto de inicio hasta el punto final, el cual da el vector inclinado cuyo valor es de 24.5 kVA. El componente horizontal de este vector tiene un valor de 24 kW y, como está dirigido a la derecha, sabemos que representa potencia *absorbida* por el sistema. El componente vertical de 5 kvar está dirigido hacia abajo; por consiguiente, representa potencia reactiva *generada* por el sistema.

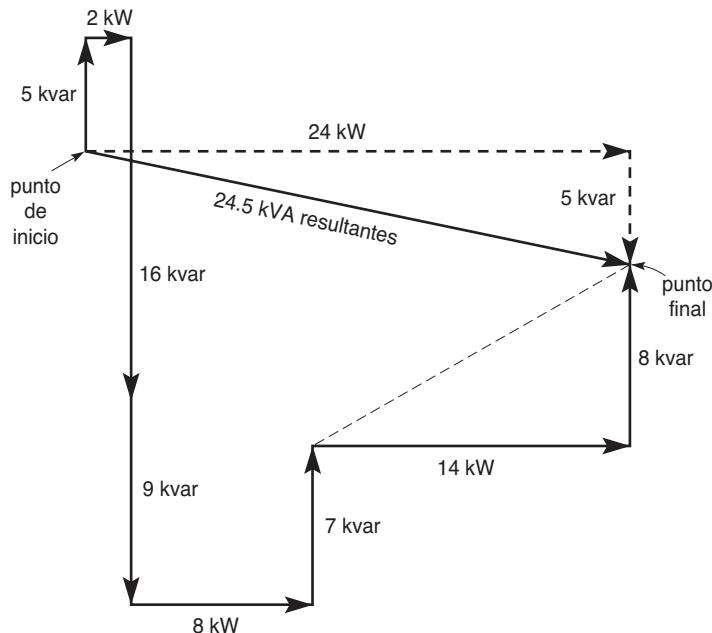


Figura 7.15c
Triángulo de potencia del sistema.

7.13 Potencia reactiva sin campos magnéticos

En ocasiones se presentan situaciones en las que las cargas absorben potencia reactiva sin crear ningún campo magnético. Esto puede suceder en circuitos de potencia electrónicos cuando el flujo de corriente es retardado por medio de un rápido dispositivo de interrupción, como un tiristor.

Considere, por ejemplo, el circuito de la figura 7.16, en el que una fuente de 100 V y 60 Hz está conectada a una carga resistiva de 10Ω por medio de un interruptor mecánico sincrónico. El interruptor abre y cierra sus contactos para que la corriente fluya sólo durante la última parte de cada medio ciclo. Podemos ver, casi por intuición, que este retardo forzado hace que la corriente se atrasé con respecto al voltaje. De hecho, si conectáramos un vatímetro y un varímetro entre la fuente y el interruptor, leerían +500 W y +318 var, respectivamente. Esto corresponde a un factor de potencia retrasado (en ocasiones llamado factor de potencia de *desplazamiento*) de 84.4 por ciento. La potencia reactiva

está asociada con el interruptor de rápida operación y no con el resistor. No obstante, la potencia reactiva es consumida como lo sería seguramente si hubiera un reactor en el circuito. En el capítulo 30 analizaremos con detalle este circuito de interrupción.

7.14 Solución de circuitos de ca con el método del triángulo de potencia

Hemos visto que las potencias activa y reactiva se pueden sumar algebraicamente. Esto nos permite resolver algunos circuitos de ca un tanto complejos sin siquiera tener que trazar un diagrama fasorial o recurrir a notación vectorial (j). Calculamos las potencias activa y reactiva asociadas con cada elemento del circuito y deducimos los voltajes y corrientes correspondientes. El ejemplo siguiente demuestra la utilidad de este método de triángulo de potencia.

Ejemplo 7-10

En la figura 7.17a, el voltaje entre las terminales 1 y 3 es de 60 V.

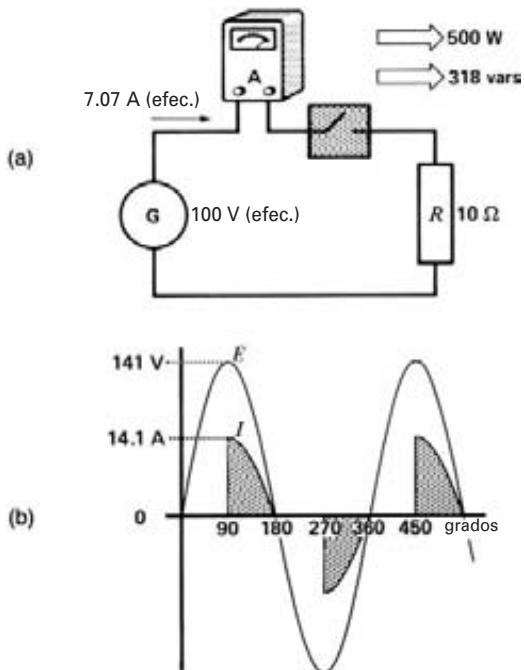


Figura 7.16
a. Flujo de potencia activa y reactiva en una carga resistiva comutada.
b. El flujo de corriente demorado es la causa de la potencia reactiva absorbida por el sistema.

Calcule

- La corriente en cada elemento del circuito
- El voltaje entre las terminales 1 y 2
- La impedancia entre las terminales 1 y 2

Solución

Sabemos cuáles son las impedancias de los elementos y que existen 60 V entre las terminales 3 y 1 (Fig. 7.17b). Ahora procedemos en pasos lógicos, como sigue:

- La corriente en el capacitor es

$$I_C = 60/5 = 12 \text{ A}$$

por lo que la potencia reactiva generada es

$$Q_C = 12 \times 60 = -720 \text{ var}$$

La corriente en el resistor es

$$I_R = 60/12 = 5 \text{ A}$$

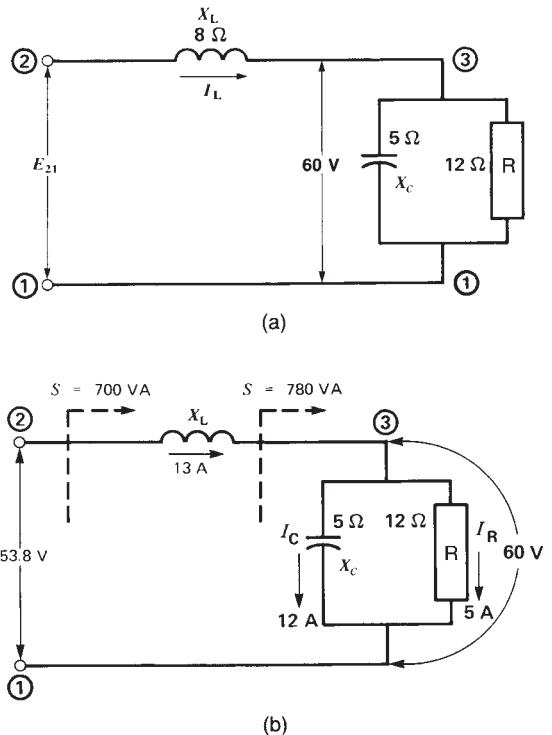


Figura 7.17
a. Resolución de circuitos de ca con el método del triángulo de potencia.
b. Voltajes y corrientes en el circuito.
Vea el ejemplo 7-10.

por lo que la potencia activa absorbida es

$$P = 5 \times 60 = 300 \text{ W}$$

La potencia aparente asociada con las terminales 1-3:

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{300^2 + (-720)^2} \\ &= 780 \text{ VA} \end{aligned}$$

Por lo tanto, la corriente I_L debe ser

$$I_L = S/E_{31} = 780/60 = 13 \text{ A}$$

El voltaje a través de la reactancia inductiva es

$$E_{23} = IX_L = 13 \times 8 = 104 \text{ V}$$

La potencia reactiva absorbida por la reactancia inductiva es

$$\begin{aligned} Q_L &= E_{23} \times I_L = 104 \times 13 \\ &= +1352 \text{ var} \end{aligned}$$

La potencia reactiva total absorbida por el circuito es

$$\begin{aligned} Q &= Q_L + Q_C = 1352 - 720 \\ &= +632 \text{ var} \end{aligned}$$

La potencia activa total absorbida por el circuito es

$$P = 300 \text{ W}$$

La potencia aparente absorbida por el circuito es

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{300^2 + 632^2} \\ &= 700 \text{ VA} \end{aligned}$$

b. Por lo tanto, el voltaje de la línea es

$$E_{21} = S/I_L = 700/13 = 53.9 \text{ V}$$

c. La impedancia entre las terminales 2-1 es

$$Z = E_{21}/I_L = 53.9/13 = 4.15 \Omega$$

Ejemplo 7-11

Una línea de transmisión de 12.47 kV, monofásica y de varios kilómetros de longitud alimenta una carga C desde una subestación (Fig. 7.18). La resistencia de la línea es de 2.4Ω y su reactancia es de 15Ω . Instrumentos en la subestación indican que las entradas de potencia activa y reactiva a la línea son de 3 MW y 2 Mvar, respectivamente.

Calcule

- La corriente de la línea y su ángulo de fase con respecto al voltaje de la línea en la subestación.
- La potencia activa absorbida por la carga.
- La potencia reactiva absorbida por la carga.
- El voltaje de la línea en la carga.
- El ángulo de fase entre el voltaje en la carga y aquel en la subestación.

Solución

- Potencia aparente suministrada a la línea:

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{3^2 + 2^2} \\ &= 3.60 \text{ MVA} \end{aligned}$$

Corriente de la línea:

$$I = \frac{S}{E} = \frac{3\,600\,000 \text{ VA}}{12\,470 \text{ V}} = 289 \text{ A}$$

Factor de potencia en la subestación:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{3 \text{ MW}}{3.6 \text{ MVA}} = 0.833$$

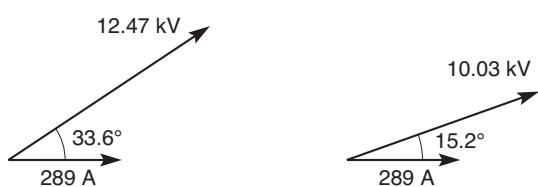
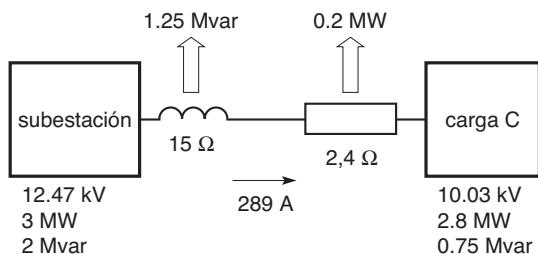


Figura 7.18

Voltajes, corrientes y potencia. Vea el ejemplo 7.11.

Ángulo de fase entre el voltaje y la corriente en la subestación:

$$\theta = \arccos 0.833 = 33.6^\circ$$

- Potencia activa disipada en la línea:

$$\begin{aligned} P_L &= RI^2 = 2.4 \times 289^2 \\ &= 0.2 \times 10^6 = 0.2 \text{ MW} \end{aligned}$$

Potencia activa absorbida por la carga:

$$\begin{aligned} P_C &= P_{\text{sub}} - P_L = 3 \text{ MW} - 0.2 \text{ MW} \\ &= 2.8 \text{ MW} \end{aligned}$$

- Potencia reactiva absorbida por la línea:

$$Q_L = X_L I^2 = 15 \times 289^2 = 1.25 \times 10^6 = 1.25 \text{ Mvar}$$

Potencia reactiva absorbida por la carga:

$$\begin{aligned} Q_C &= Q_{\text{sub}} - Q_L = 2 \text{ Mvar} - 1.25 \text{ Mvar} \\ &= 0.75 \text{ Mvar} \end{aligned}$$

- Potencia aparente en la carga:

$$\begin{aligned} S_C &= \sqrt{P_C^2 + Q_C^2} = \sqrt{2.8^2 + 0.75^2} \\ &= 2.90 \text{ MVA} \end{aligned}$$

Voltaje en el extremo de carga de la línea:

$$E_C = \frac{S_C}{I} = \frac{2.90 \text{ MVA}}{289 \text{ A}} = 10.03 \text{ kV}$$

Factor de potencia en el extremo de carga de la línea:

$$FP = \frac{P_C}{S_C} = \frac{2.8 \text{ MW}}{2.90 \text{ MVA}} = 0.965 \text{ o } 96.5\%$$

Ángulo de fase entre el voltaje y la corriente en la carga:

$$\theta_C = \arccos 0.965 = 15.2^\circ$$

Se deduce que el ángulo de fase entre el voltaje en la subestación y aquel en la carga es $(33.6^\circ - 15.2^\circ) = 18.4^\circ$.

La figura 7.18 resume los resultados de este análisis. Hubiéramos podido encontrar los mismos valores con álgebra vectorial. Sin embargo, por su simplicidad, el método de potencia para resolver este problema es muy atractivo.

7.15 Potencia y notación vectorial

Si utilizamos notación vectorial para resolver un circuito ca, podemos determinar con facilidad la potencia activa y reactiva asociada con cualquier componente, incluidas las fuentes. Simplemente multiplicamos el voltaje fasorial E a través del componente por el conjugado (I^*) de la corriente que fluye a través de él.[†] El producto vectorial EI^* da la potencia aparente S en función de $P + jQ$, donde P es la potencia activa y Q la potencia reactiva absorbida (o suministrada) por el componente.

Un valor positivo de P o Q significa que el componente absorbe potencia activa o reactiva. Los negativos significan que el componente suministra potencia activa o reactiva.

Al calcular el producto vectorial EI^* , es muy importante seguir un procedimiento estándar para obtener el resultado correcto. El procedimiento es válido para circuitos que utilizan la notación de doble subíndice o la notación de signos (vea las secciones 2.4 y 2.5).

Considérese la figura 7.19a, en la que un elemento Z de circuito es una parte del “resto del circuito” más grande. Deseamos calcular la potencia activa y reactiva asociada con el elemento Z . Observamos que la corriente I fluye de la terminal a a la b , es decir, en la secuencia ab . Por consiguiente, al calcular el producto EI^* , los subíndices del voltaje E se deben escribir en

[†] Si el valor de una corriente es $I\angle\theta$, su conjugado es $I^* = I\angle-\theta$.

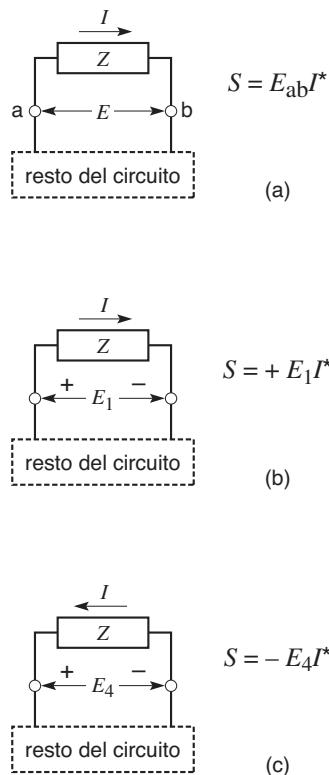


Figura 7.19
Método de escribir ecuaciones de potencia.

la misma secuencia ab (no ba). Por lo tanto, la potencia aparente S asociada con Z se escribe

$$S = E_{ab} I^*$$

Sería incorrecto escribir $S = E_{ba} I^*$.

En la figura 7.19b se utiliza notación de signos, y se ve que la corriente I entra a Z por la terminal (+). Por consiguiente, la potencia aparente es

$$S = +E_1 I^*$$

El producto $E_1 I^*$ va precedido por un signo (+) porque la corriente se muestra entrando a la terminal (+) del elemento Z .

En el caso de la figura 7.19c, escribimos $S = -E_4 I^*$ porque la corriente entra a Z por la terminal (-).

Si lo deseamos, podemos determinar la potencia aparente asociada con el “resto del circuito” (roc, por sus siglas en inglés). Por lo tanto, en la figura 7.19a, como la corriente circula de b a a en el resto del circuito, escribiríamos:

$$S_{\text{roc}} = E_{\text{ba}} I^*$$

Asimismo, en la figura 7.19c escribiríamos

$$S_{\text{roc}} = +E_4 I^*$$

Ilustremos el procedimiento con algunos ejemplos.

Ejemplo 7-12

En el circuito de la figura 7.19c se dan los siguientes valores

$$E_4 = 70 \angle 25^\circ \quad I = 4 \angle 40^\circ$$

Calcule la potencia activa y reactiva asociada con el elemento Z.

Solución

Tenemos $I = 4 \angle 40^\circ$; por consiguiente $I^* = 4 \angle -40^\circ$. Como la corriente fluye hacia la terminal (-), la ecuación de potencia debe llevar el signo (-):

$$\begin{aligned} S &= -E_4 I^* \\ &= -70 \angle 25^\circ \times 4 \angle -40^\circ \\ &= -280 \angle -15^\circ \\ &= -280 (\cos(-15^\circ) + j \sin(-15^\circ)) \\ &= -270.5 + j 72.5 \\ &= P + jQ \end{aligned}$$

Por lo tanto, $P = -270.5$ W y $Q = +72.5$ var

Concluimos que el elemento Z suministra 270.4 W de potencia activa y absorbe 72.5 var de potencia reactiva.

Ejemplo 7-13

Dado el circuito de la figura 7.20, en el que $E_{12} = 30 \angle 78^\circ$, determine la potencia asociada con el capacitor cuya reactancia es de 10Ω .

Solución

Recorriendo el circuito en el sentido de las manecillas del reloj, escribimos (vea las secciones 2.32 a 2.39)

$$\begin{aligned} E_{21} - I(7 - 10j) &= 0 \\ I = \frac{E_{21}}{7 - 10j} &= \frac{-30 \angle 78^\circ}{12.5 \angle -55^\circ} \\ &= -2.46 \angle 133^\circ = +2.46 \angle -47^\circ \end{aligned}$$

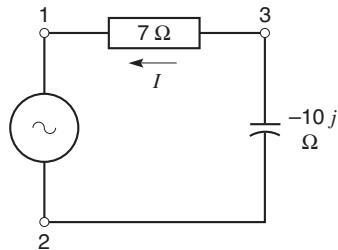


Figura 7.20

Vea el ejemplo 7-13.

El voltaje a través del capacitor está dado por

$$\begin{aligned} E_{32} + I(-10j) &= 0 \\ E_{32} &= 10jI \\ &= 10j \times 2.46 \angle -47^\circ \\ &= 24.6 \angle (-47^\circ + 90^\circ) \\ &= 24.6 \angle 43^\circ \end{aligned}$$

La corriente en el capacitor fluye de la terminal 2 a la 3. Por consiguiente, la potencia asociada con el capacitor es

$$\begin{aligned} S &= E_{23} I^* \\ &= -24.6 \angle 43^\circ \times 2.46 \angle 47^\circ \\ &= -60.5 \angle 90^\circ \\ &= -60.5 (\cos 90^\circ + j \sin 90^\circ) \\ &= 0 - 60.5j \\ &= P + jQ \end{aligned}$$

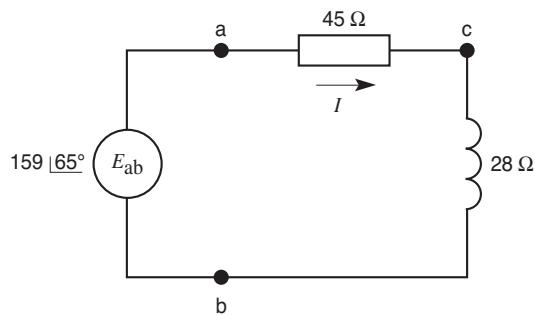
Así pues, $P = 0$ y $Q = -60.5$. Por lo tanto, la potencia activa asociada con el capacitor es cero y suministra 60.5 var de potencia reactiva.

Ejemplo 7-14

El circuito de la figura 7.21 se compone de un resistor de 45Ω conectado en serie con una resistencia inductiva de 28Ω . La fuente genera un voltaje descrito por el fasor $E_{ab} = 159 \angle 65^\circ$.

Calcule

- La magnitud y fase de la corriente I .

**Figura 7.21**

Solución de un circuito de ca por medio de notación vectorial.

- La magnitud y fase del voltaje a través del resistor y de la reactancia.
- La potencia activa y reactiva asociada con el resistor, la reactancia y la fuente.

Solución

- Aplicando la ley del voltaje de Kirchhoff (vea la sección 2.32), obtenemos

$$\begin{aligned} E_{ba} + E_{ac} + E_{cb} &= 0 \\ -E_{ab} + 45I + j28I &= 0 \\ -159\angle 65^\circ + I(45 + j28) &= 0 \\ I &= \frac{159\angle 65^\circ}{45 + j28} \end{aligned}$$

Transformando el denominador en coordenadas polares, obtenemos

$$\begin{aligned} \text{amplitud} &= \sqrt{45^2 + 28^2} = 53 \\ \text{ángulo de fase} &= \arctan 28/45 = 31.89^\circ \\ \text{por consiguiente } 45 + j28 &= 53\angle 31.89^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{y por tanto } I &= \frac{159\angle 65^\circ}{53\angle 31.89^\circ} = 3\angle(65^\circ - 31.89^\circ) \\ &= 3\angle 33.11^\circ \end{aligned}$$

- El voltaje a través del resistor es

$$\begin{aligned} E_{ac} &= 45I \\ &= 45 \times 3\angle 33.11^\circ \\ &= 135\angle 33.11^\circ \end{aligned}$$

El voltaje a través de la resistencia es

$$\begin{aligned} E_{cb} &= j28I \\ &= j28 \times 3\angle 33.11^\circ \\ &= 84\angle(33.11^\circ + 90^\circ) \\ &= 84\angle 123.11^\circ \end{aligned}$$

- El conjugado \$I^*\$ de la corriente \$I\$ es

$$I^* = 3\angle -33.11^\circ$$

La potencia aparente asociada con el resistor es

$$\begin{aligned} S_r &= E_{ac}I^* \\ &= (135\angle 33.11^\circ)(3\angle -33.11^\circ) \\ &= 405\angle 0^\circ \\ &= 405(\cos 0^\circ + j \sin 0^\circ) \\ &= 405(1 + j0) \\ &= 405 \end{aligned}$$

Por lo tanto, el resistor absorbe sólo potencia real (405 W) porque no existe un componente \$j\$ en \$S_r\$.

La potencia aparente asociada con la reactancia es

$$\begin{aligned} S_x &= E_{cb}I^* \\ &= (84\angle 123.11^\circ)(3\angle -33.11^\circ) \\ &= 252\angle 90^\circ \\ &= 252(\cos 90^\circ + j \sin 90^\circ) \\ &= 252(0 + j1) \\ &= j252 \end{aligned}$$

Así pues, la reactancia absorbe sólo potencia reactiva (252 var).

La potencia aparente asociada con la fuente es

$$\begin{aligned} S_s &= E_{ba}I^* = -E_{ab}I^* \\ &= -(159\angle 65^\circ)(3\angle -33.11^\circ) \\ &= -477\angle(65^\circ - 33.11^\circ) \\ &= -477\angle 31.89^\circ \\ &= -477(\cos 31.89^\circ + j \sin 31.89^\circ) \\ &= -477(0.849 + j 0.528) \\ &= -405 - j 252 \end{aligned}$$

Las potencias activa y reactiva son negativas, lo que comprueba que la fuente *suministra* una potencia activa de 405 W y una potencia reactiva de 252 var.

7.16 Reglas sobre fuentes y cargas (notación de signos)

Con frecuencia nos interesa determinar si un dispositivo es una fuente activa/reactiva o una carga activa/reactiva sin necesidad de realizar un análisis matemático completo, como el realizado en la sección 7.15. Para identificar positivamente la naturaleza de la fuente o carga, considere la figura 7.22 en la que un dispositivo A transporta una corriente de línea I . El dispositivo forma parte de un circuito.

El voltaje entre las terminales es E y una de ellas tiene el signo (+). El ángulo de fase entre E e I puede tener cualquier valor. Como resultado, podemos descomponer I en dos componentes, I_p e I_q , que son paralela y perpendicular a E , respectivamente. Sea I_p el componente de I que es paralela a E . Estará por lo tanto en fase con E o 180° fuera de fase respecto a ella. Asimismo, I_q puede estar 90° detrás o delante de E .

El diagrama del circuito y las relaciones fasoriales entre E e I nos permiten establecer si un dispositivo es una carga activa o una fuente activa. Aquí aplicamos la siguiente regla:*

1. Un dispositivo es una carga activa cuando
 - a. el voltaje E y el componente I_p están en fase y
 - b. la corriente I de línea se muestra entrando a la terminal (+).

De lo contrario, el dispositivo es una fuente activa.

Aquí también aplicamos la siguiente regla:

2. Un dispositivo es una carga reactiva cuando
 - a. el componente I_q está retrasado 90° respecto al voltaje E y
 - b. la corriente I de línea se muestra entrando a la terminal (+).

De lo contrario, el dispositivo es una fuente reactiva.

Con base en estos resultados y observando las relaciones fasoriales en la figura 7.22, deducimos que el dispositivo A es una carga activa porque I_p está en fase con E . Además, el dispositivo A es una fuente reactiva porque I_q está adelantado 90° respecto a E .

* Estas reglas concuerdan con las convenciones del IEEE y la IEC.

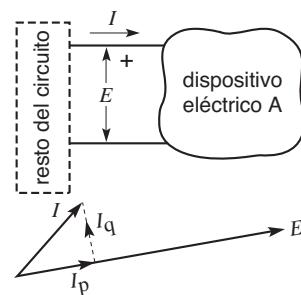


Figura 7.22

El dispositivo A puede ser una fuente o carga activa/reactiva que depende de la relación fasorial entre E e I .

7.17 Reglas sobre fuentes y cargas (notación de doble subíndice)

También podemos decir si un dispositivo es una fuente activa o una carga activa cuando se utiliza notación de doble subíndice. Considere la figura 7.23, en la que un dispositivo A transporta una corriente I que fluye en la dirección mostrada. El voltaje entre las terminales **a** y **b** es E_{ab} . Aquí aplicamos la siguiente regla:

3. Un dispositivo es una carga activa cuando:
 - a. el voltaje E_{ab} y el componente I_p están en fase y
 - b. la corriente I de línea se muestra entrando a la terminal a.

De lo contrario, el dispositivo es una fuente activa.

También aplicamos la siguiente regla:

4. Un dispositivo es una carga reactiva cuando
 - a. la corriente I_q está retrasada 90° respecto del voltaje E_{ab} y

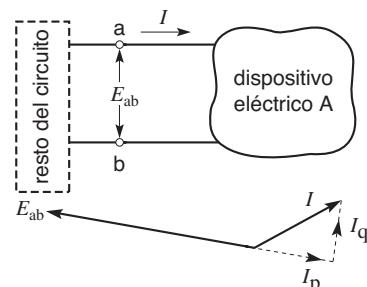


Figura 7.23

Círcuito igual al de la figura 7.22, excepto que se utiliza notación de doble subíndice.

- b. La corriente I de línea se muestra entrando a la terminal a.

De lo contrario, el dispositivo es una fuente reactiva. Con base en estas reglas y observando las relaciones de fase en la figura 7.23, deducimos que el dispositivo A es una fuente activa porque I_p está 180° fuera de fase con E_{ab} .

Además, el dispositivo A es una carga reactiva porque I_q está retrasada 90° respecto a E_{ab} .

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 7-1 ¿Cuál es la unidad de potencia activa?
 ¿De potencia reactiva? ¿De potencia aparente?
- 7-2 Un capacitor de 500 kvar se coloca en paralelo con un inductor de 400 kvar. Calcule la potencia aparente del grupo.
- 7-3 Mencione un dispositivo estático que genere potencia reactiva.
- 7-4 Mencione un dispositivo estático que absorba potencia reactiva.
- 7-5 ¿Cuál es el factor de potencia aproximado, en porcentaje, de un capacitor? ¿De una bobina? ¿De una lámpara incandescente?
- 7-6 La corriente en un motor monofásico está retrasada 50° respecto al voltaje. ¿Cuál es el factor de potencia del motor?

Nivel intermedio

- 7-7 Un motor grande absorbe 600 kW con un factor de potencia de 90 ciento. Calcule la potencia aparente y la potencia reactiva absorbida por la máquina.
- 7-8 Un capacitor de $200 \mu\text{F}$ está conectado a una fuente de 240 V y 60 Hz. Calcule la potencia reactiva que genera.
- 7-9 Un resistor de 10 W está conectado a través de una fuente de 120 V y 60 Hz. Calcule
- La potencia activa absorbida por el resistor.
 - La potencia aparente absorbida por el resistor.
 - La potencia pico absorbida por el resistor.
 - La duración de cada impulso de potencia positivo.
- 7-10 Una reactancia de 10Ω está conectada a una línea de 120 V y 60 Hz. Calcule

- La potencia reactiva absorbida por el reactor.
 - La potencia aparente absorbida por el reactor.
 - La entrada de potencia pico al reactor.
 - La salida de potencia pico del reactor.
 - La duración de cada impulso de potencia positivo.
- 7-11 Con las reglas dadas en las secciones 7.16 y 7.17, determine cuál de los dispositivos de las figuras 7.24a a 7.24f actúa como fuente de potencia activa (o reactiva).
- 7-12 Un motor monofásico absorbe una corriente de 12 A con un factor de potencia de 60 por ciento. Calcule los componentes de corriente I_p e I_q en fase y cuadratura con respecto al voltaje de línea.
- 7-13 Un motor monofásico absorbe una corriente de 16 A de una línea de 240 V y 60 Hz. Un vatímetro conectado a la línea da una lectura de 2765 W. Calcule el factor de potencia del motor y la potencia reactiva que absorbe.
- 7-14 Si un capacitor que tiene una reactancia de 30Ω se conecta en paralelo al motor del problema 7-13, calcule
- La lectura de potencia activa del vatímetro.
 - La potencia reactiva total absorbida por el capacitor y el motor.
 - La potencia aparente de la línea de ca.
 - La corriente de línea.
 - El factor de potencia de la combinación motor/capacitor.
- 7-15 Usando sólo conceptos de triángulo de potencia (sección 7.14) y sin dibujar diagramas fasoriales, encuentre la impedancia de los circuitos de la figura 7.25.
- 7-16 Un motor de inducción absorbe una potencia aparente de 400 kVA con un factor de potencia de 80 por ciento. Calcule
- La potencia activa absorbida por el motor.
 - La potencia reactiva absorbida por el motor.
 - Para qué sirve la potencia reactiva.
- 7-17 Un circuito compuesto de un resistor de 12 W en serie con una reactancia inductiva de 5 W transporta una corriente alterna de 10 A. Calcule
- La potencia activa absorbida por el resistor.
 - La potencia reactiva absorbida por el inductor.
 - La potencia aparente del circuito.
 - El factor de potencia del circuito.

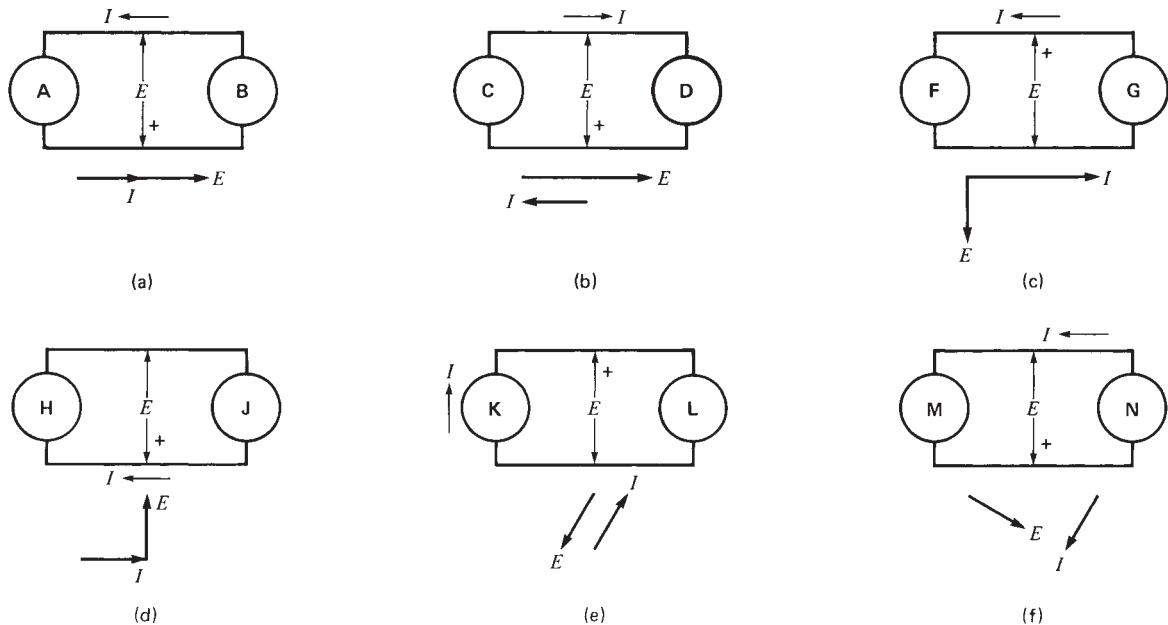


Figura 7.24

Vea el problema 7-11.

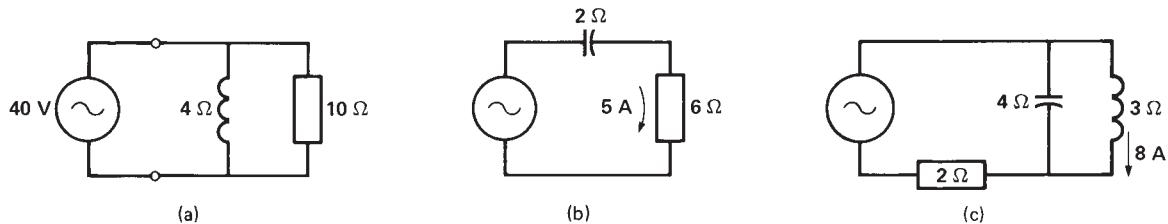


Figura 7.25

Vea el problema 7-15.

- 7-18 Una bobina que tiene una resistencia de 5 Ω y una inductancia de 2 H transporta una corriente directa de 20 A. Calcule
 a. La potencia activa absorbida.
 b. La potencia reactiva absorbida.

Nivel avanzado

- 7-19 Un motor que tiene un factor de potencia de 0.8 absorbe una potencia activa de 1200 W. Calcule la potencia activa absorbida de la línea.
 7-20 En el problema 7-13, si colocamos un capacitor de 500 var en paralelo con el motor, calcule
 a. La potencia activa total absorbida por el sistema.
 b. La potencia aparente del sistema.
 c. El factor de potencia del sistema.

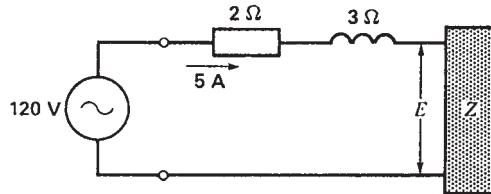
- 7-21 Una bobina que tiene una reactancia de 10 Ω

y una resistencia de 2 Ω está conectada en paralelo a una reactancia capacitativa de 10 Ω. Si el voltaje de suministro es de 200 V, calcule

- La potencia reactiva absorbida por la bobina.
- La potencia reactiva generada por el capacitor.
- La potencia activa disipada por la bobina.
- La potencia aparente del circuito.

- 7-22 El factor de potencia en las terminales de una fuente de 120 V es de 0.6 en retraso (Fig. 7.26). Sin utilizar diagramas fasoriales, calcule

- El valor de E .
- La impedancia de la carga Z .

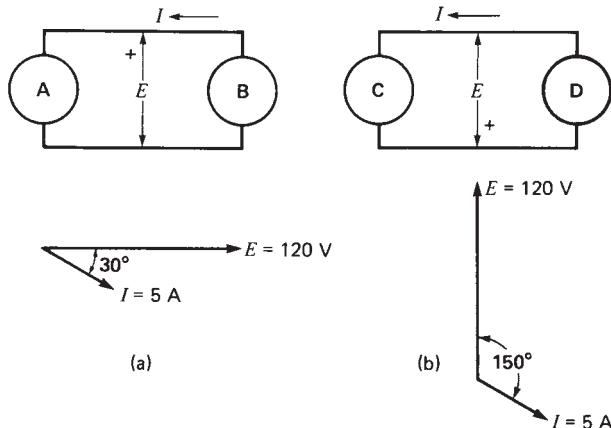
**Figura 7.26**

Vea el problema 7-22.

- 7-23 En las figuras 7.27a y 7.27b, indique la magnitud y dirección del flujo de potencia activa y reactiva. (Sugerencia: Descomponga I en I_p e I_q y trátelas de manera independiente.)

Aplicación industrial

- 7-24 Un capacitor monofásico tiene una capacidad de 30 kvar, 480 V y 60 Hz. Calcule su impedancia en microfaradios.
- 7-25 En el problema 7-24 calcule
- El voltaje pico a través del capacitor cuando está conectado a una fuente de 460 V
 - La energía resultante almacenada en el capacitor en ese instante, en joules
- 7-26 Las reglas de seguridad establecen que un minuto después de que un capacitor es desconectado de una línea ca, el voltaje a través de él debe ser de 50 V o menos. La descarga se realiza por medio de un resistor que está permanentemente conectado a través de las terminales del capacitor. Con base en la curva de descarga de un capacitor, calcule la resistencia de descarga requerida, en ohms, para el capacitor del problema 7-24. Sabiendo que la resistencia está sujeta al voltaje de servicio cuando el capacitor está en operación, calcule la capacidad en watts.
- 7-27 Una línea monofásica de 13.2 kV y 60 Hz conecta una subestación a una carga industrial. La resistencia de la línea es de 2.4Ω y su reactancia es de 12Ω . El equipo de medición en la subestación indica que el voltaje de línea es de 12.5 kV y que la línea absorbe 3 MW de potencia activa y 2 Mvar de potencia reactiva. Calcule
- La corriente que fluye en la línea.

**Figura 7.27**

Vea el problema 7-23.

- b. La potencia activa y reactiva consumida por la línea.
- c. La potencia activa, reactiva y aparente absorbida por la carga.
- d. El voltaje a través de la carga.
- 7-28 Un motor monofásico de lavado industrial, de 2 hp, 230 V, 1725 r/min y 60 Hz, fabricado por Baldor Electric Company, tiene las siguientes características:
corriente a plena carga: 11.6 A
eficiencia: 75.5%
factor de potencia: 74%
peso: 80 lb
- Calcule la potencia activa y reactiva absorbida por esta máquina cuando opera a plena carga.
 - Si un capacitor de 40 microfaradios se conecta a través de las terminales del motor, calcule la corriente de línea que alimenta el motor.
 - ¿La presencia del capacitor afectará la temperatura del motor?
- 7-29 Un calentador monofásico absorbe 4 kW de una línea de 240 V. Un capacitor conectado en paralelo al resistor suministra 3 kvar a la línea.
- Calcule el valor de la corriente de línea.
 - Si se quita el capacitor, calcule la nueva corriente de línea.

CAPÍTULO 8

Circuitos trifásicos

8.0 Introducción

La energía eléctrica es generada, transmitida y distribuida en forma de energía trifásica. Por lo general, Los hogares y pequeños establecimientos tienen instalación eléctrica para energía monofásica, pero esto simplemente es una derivación del sistema trifásico básico. Se prefiere la energía trifásica a la monofásica por varias razones importantes:

- a. Los motores, generadores y transformadores trifásicos son más simples, más baratos y más eficientes.
- b. Las líneas de transmisión trifásicas pueden suministrar más potencia para un peso y costo dados.
- c. La regulación del voltaje de líneas de transmisión trifásicas es inherentemente mejor.

Por lo tanto, el conocimiento de la energía trifásica y los circuitos trifásicos es esencial para entender la tecnología energética. Por fortuna, las técnicas de circuitos básicos utilizadas para resolver circuitos monofásicos se pueden aplicar directamente a circuitos trifásicos. Además, veremos que la mayoría de los circuitos trifásicos se pueden reducir a diagramas monofásicos elementales. A este respecto, damos por hecho que el lector ya leyó y entendió los capítulos previos que tratan de circuitos de ca y potencia.

8.1 Sistemas polifásicos

Podemos adquirir un conocimiento preliminar inmediato de sistemas polifásicos considerando el motor de gasolina normal. Un motor de un cilindro que tiene un pistón es comparable a una máquina monofásica. Por otra parte, un motor de dos cilindros es comparable a una máquina bifásica. El motor más común de 6 cilindros podría llamarse máquina de 6 fases. En un motor de 6 cilindros, pistones idénticos suben y bajan adentro de cilindros o contenedores idénticos, pero no lo hacen al unísono. Están escalonados de modo que suministran potencia al eje en impulsos sucesivos y no al mismo tiempo. Como posiblemente el lector sabe por experiencia personal, esto produce un motor con un mejor funcionamiento y un par o momento de torsión de salida más uniforme.

De la misma manera, en un sistema eléctrico trifásico, las tres fases son idénticas, pero suministran potencia en diferentes momentos. Como resultado, el flujo de potencia total es muy uniforme. Además, como las fases son idénticas, se puede utilizar una fase para representar el comportamiento de las tres.

Aun cuando debemos evitar llevar las analogías demasiado lejos, la descripción anterior revela que un sistema trifásico está compuesto básicamente de tres

sistemas monofásicos que operan en secuencia. Una vez que se comprende este hecho, desaparece gran parte del misterio en torno a los sistemas trifásicos.

8.2 Generador monofásico

Considere un imán permanente NS (norte-sur) que gira a una velocidad constante en el interior de un anillo de hierro estacionario (Fig. 8.1). El imán es impulsado por una fuente mecánica externa, como una turbina. El anillo (o estator) reduce la reluctancia del circuito magnético; por consiguiente, la densidad de flujo en el entrehierro es mayor a la que habría si el anillo no estuviera. Se monta una bobina rectangular de varias vueltas, cuyas terminales son **a** y **1**, en el interior del anillo pero aislada de éste. Cada vuelta corresponde a dos conductores, uno en cada ranura.

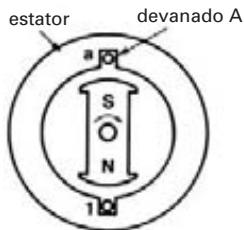


Figura 8.1

Generador monofásico con una bobina de varias vueltas insertada en dos ranuras. En este instante, E_{a1} es máximo (+).

Al girar, el imán pasa frente a los conductores e induce un voltaje en ellos de acuerdo con la ecuación:

$$E_{a1} = Blv \quad (2.25)$$

donde

E_{al} = voltaje instantáneo inducido en la bobina [V]

B = densidad de flujo instantáneo que pasa a través de los conductores en las ranuras [T]

l = longitud de los conductores que están en el campo magnético [m]

v = velocidad periférica de los polos giratorios [m/s]

La suma de los voltajes inducidos en los conductores aparece a través de las terminales. El voltaje E_{a1} de

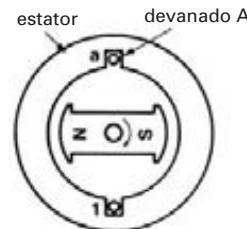


Figura 8.2

En este instante, $E_{a1} = 0$ porque el flujo no corta los conductores del devanado A.

las terminales es máximo cuando los polos están en la posición de la figura 8.1 porque la densidad de flujo es mayor en el centro del polo. Por otra parte, el voltaje es cero cuando los polos están en la posición de la figura 8.2 porque el flujo no corta los conductores en ese momento.

Si trazamos E_{a1} como una función del ángulo de rotación, y siempre que los polos N, S tengan la forma apropiada, obtenemos el voltaje sinusoidal mostrado en la figura 8.3.* Suponga que el voltaje alterno tiene un valor pico de 20 V. Las máquinas que producen tales voltajes se llaman *generadores de corriente alterna* o generadores síncronos. La máquina particular mostrada en la figura 8.1 se llama *generador monofásico*.

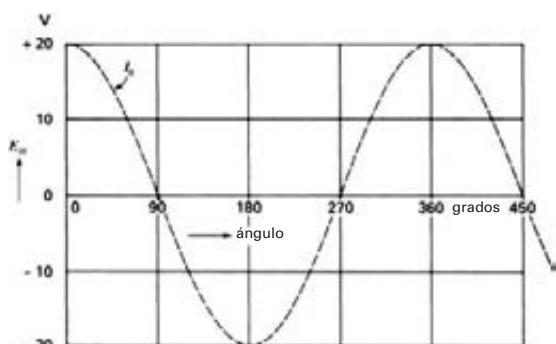


Figura 8.3

Voltaje inducido en el devanado A.

* Los polos mostrados en la figura 8.1 generarían un voltaje alterno compuesto de breves pulsos positivos y negativos de cresta plana.

8.3 Salida de potencia de un generador monofásico

Si se conecta un resistor a través de las terminales **a**, **1** fluirá una corriente y el resistor se calentará (Fig. 8.4). La corriente I_a está en fase con el voltaje y, por ende, la potencia instantánea se compone de una serie de pulsos positivos, como se muestra en la figura 8.5. La potencia promedio es la mitad de la potencia pico. Esta potencia eléctrica se deriva de la potencia mecánica provista por la turbina que impulsa el generador. Por consiguiente, la turbina debe suministrar su energía mecánica en forma de pulsos, para igualar la salida eléctrica pulsante. Esto produce vibraciones mecánicas cuya frecuencia es dos veces la frecuencia eléctrica. Por consiguiente, el generador vibrará y se volverá ruidoso.

8.4 Generador bifásico

Utilizando el mismo generador monofásico, montemos un segundo devanado (B) en el estator, idéntico al

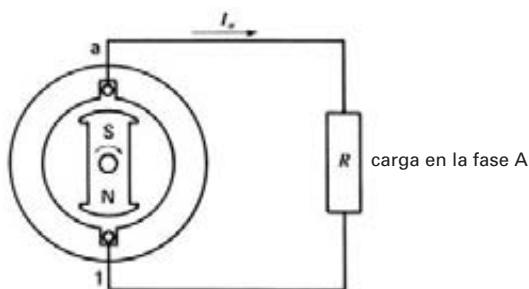


Figura 8.4

Generador monofásico que suministra potencia a un resistor.

devanado A, pero desplazado con respecto a él un ángulo mecánico de 90° (Fig. 8.6a).

Conforme gira el imán, en cada devanado se inducen voltajes sinusoidales. Obviamente, tienen la misma magnitud y frecuencia pero no alcanzan su valor máximo al mismo tiempo. De hecho, en el momento en que el imán está en la posición mostrada en la figura 8.6a, el voltaje E_{a1} pasa por su valor positivo máximo, mientras que el voltaje E_{b2} es cero. Esto se debe a que en este instante el flujo pasa sólo a través de los conductores en las ranuras **1** y **a**. Sin embargo, después de que el rotor realiza un cuarto de vuelta (90°), el

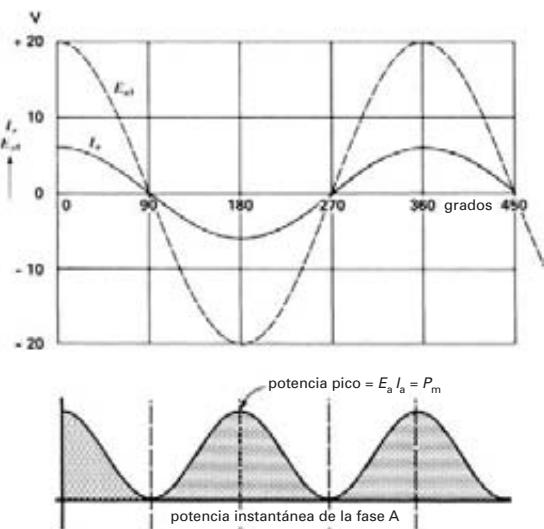


Figura 8.5

Gráfica del voltaje, la corriente y la potencia cuando el generador se somete a carga.

voltaje E_{a1} es cero y el voltaje E_{b2} alcanza su valor positivo máximo. Por lo tanto, ambos voltajes están fuera de fase 90° . Están representados por las curvas de la figura 8.6b y por los fasores de la figura 8.6c. Obsérve que E_{a1} está adelantado respecto a E_{b2} porque llega a su valor pico positivo antes que E_{b2} .

Esta máquina se llama *generador bifásico* y los devanados del estator se conocen respectivamente como *fase A* y *fase B*.

Ejemplo 8-1

El generador mostrado en la figura 8.6a gira a 6000 r/min y genera un voltaje sinusoidal efectivo de 170 V por devanado.

Calcule

- El voltaje pico a través de cada fase.
- La frecuencia de salida.
- El intervalo de tiempo correspondiente a un ángulo de fase de 90° .

Solución

- El voltaje pico por fase es

$$\begin{aligned} E_m &= \sqrt{2}E = 1.414 \times 170 & (2.6) \\ &= 240 \text{ V} \end{aligned}$$

- b. Se completa un ciclo cada vez que el imán realiza una vuelta. El periodo de un ciclo es

$$\begin{aligned}T &= 1/6000 \text{ min} \\&= 60/6000 \text{ s} = 0.01 \text{ s} \\&= 10 \text{ ms}\end{aligned}$$

La frecuencia es

$$f = 1/T = 1/0.01 = 100 \text{ Hz}$$

- c. Un ángulo de fase de 90° corresponde a un intervalo de tiempo de un cuarto de revolución o $10 \text{ ms}/4 = 2.5 \text{ ms}$. Por consiguiente, el fasor E_{b2} está retrasado 2.5 ms con respecto al fasor E_{a1} .

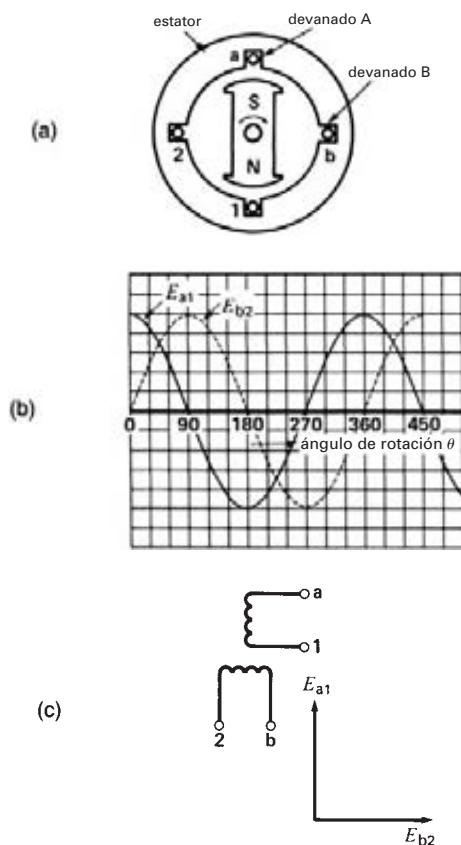


Figura 8.6

- Diagrama esquemático de un generador bifásico.
- Voltajes inducidos en un generador bifásico.
- Diagrama fasorial de los voltajes inducidos.

8.5 Salida de potencia de un generador bifásico

Conectemos ahora dos cargas resistentes idénticas a través de las fases A y B (Fig. 8.7a). En cada resistor fluirán las corrientes I_a e I_b , que están en fase con E_{a1} y E_{b2} , respectivamente. Por lo tanto, las corrientes están desfasadas 90° entre sí (Fig. 8.7b). Esto significa que I_a alcanza su valor máximo un cuarto de periodo antes que I_b . Además, el generador produce ahora una salida de potencia bifásica.

La potencia instantánea suministrada a cada resistor es igual al voltaje instantáneo por la corriente instantánea. Esto produce las dos ondas de potencia mostradas en la figura 8.8. Observe que cuando la potencia de la fase A es máxima, la de la fase B es cero, y viceversa. Si sumamos las potencias instantáneas de ambas fases, descubriremos que la potencia resultante es constante e igual a la potencia pico P_m .

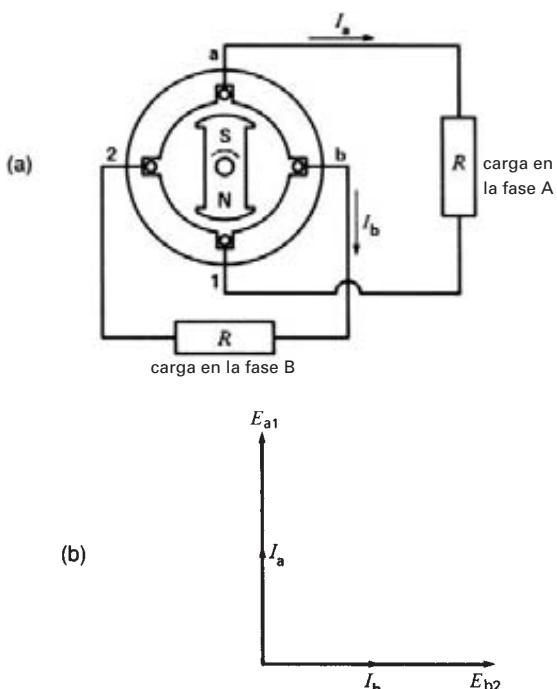


Figura 8.7

- Generador bifásico sometido a carga.
- Diagrama fasorial de los voltajes y corrientes.

de una fase.* En otras palabras, la salida de potencia total del generador bifásico es la misma en cada instante. Como resultado, la potencia mecánica requerida para impulsar el generador también es constante. Un generador bifásico no vibra, así que es menos ruidoso. Como un importante beneficio agregado, produce dos veces la salida de potencia sin que se incremente el tamaño, excepto por la adición de un devanado extra.

8.6 Generador trifásico

Un generador trifásico es similar a un generador bifásico, excepto que el estator tiene tres devanados idénticos en lugar de dos. Los tres devanados **a-1**, **b-2** y **c-3** están colocados a 120° entre sí, como se muestra en la figura 8.9a.

Cuando el imán gira a velocidad constante, los voltajes inducidos en los tres devanados tienen los mismos valores eficaces, pero los picos se presentan en instantes diferentes. En el momento en que el imán está en la posición mostrada en la figura 8.9a, sólo el voltaje E_{a1} está en su valor positivo máximo.

-
- * El término *fase* tiene diferentes significados. Por lo tanto, debemos interpretarlo de acuerdo al contexto. Los siguientes ejemplos muestran algunos de los usos de la palabra *fase*.
1. La corriente está *desfasada* o *fuera de fase* respecto al voltaje (se refiere a un diagrama fasorial)
 2. Las tres *fases* de una línea de transmisión (los tres conductores de la línea)
 3. El *voltaje de fase a fase* (el voltaje de línea)
 4. La *secuencia de fase* (el orden en el que están dispuestos los fasores)
 5. La *fase quemada* (el devanado quemado de una máquina trifásica)
 6. El *voltaje trifásico* (el voltaje de línea de un sistema trifásico)
 7. Las *corrientes trifásicas* están desbalanceadas (las corrientes de una línea o máquina trifásica no son iguales y no están desplazadas 120°)
 8. El *transformador de desplazamiento de fase* (un dispositivo que puede cambiar el ángulo de fase del voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada)
 9. La *falla de fase a fase* (un cortocircuito entre dos conductores de línea)
 10. La *falla de fase a tierra* (un cortocircuito entre una línea o devanado y la tierra)
 11. Las *fases están desbalanceadas* (los voltajes de línea, o las corrientes de línea, no son iguales o no están desplazadas 120° entre sí)

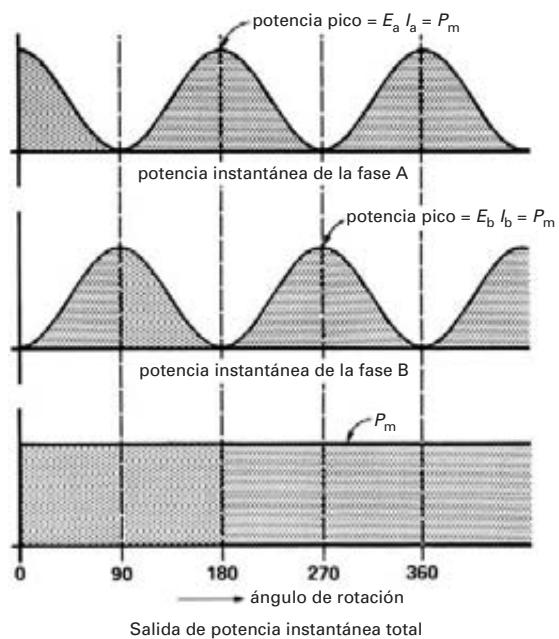


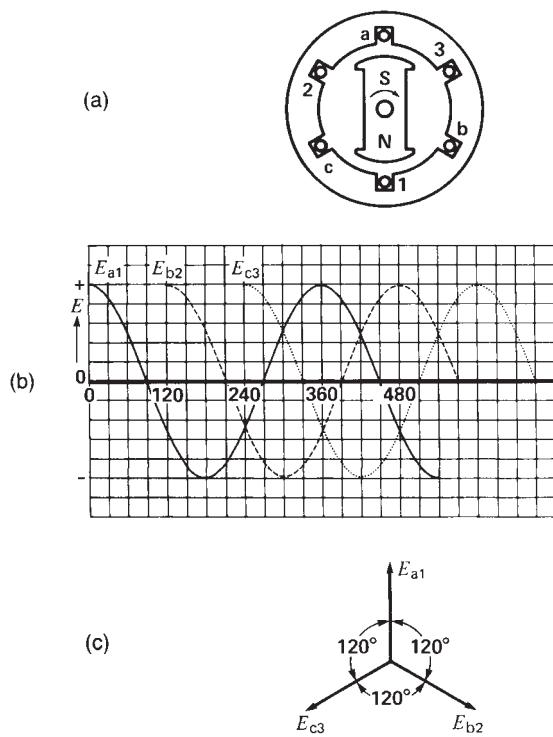
Figura 8.8
Potencia producida por un generador bifásico.

El voltaje E_{b2} alcanzará su pico positivo cuando el rotor haya girado un ángulo de 120° (o un tercio de vuelta). Asimismo, el voltaje E_{c3} alcanzará su pico positivo cuando el rotor haya girado 240° (o dos tercios de vuelta) a partir de su posición inicial.

Por lo tanto, los tres voltajes del estator — E_{a1} , E_{b2} y E_{c3} — están desfasados 120° respectivamente. Se muestran como ondas seno en la figura 8.9b y como fasores en la figura 8.9c.

8.7 Salida de potencia de un generador trifásico

Conectemos los tres devanados del generador a tres resistores idénticos. Esta construcción requiere seis conductores para suministrar potencia a las cargas monofásicas individuales (Fig. 8.10a). Las corrientes resultantes I_a , I_b e I_c están en fase con los voltajes E_{a1} , E_{b2} y E_{c3} , respectivamente. Como los resistores son idénticos, las corrientes tienen los mismos valores efectivos, pero están mutuamente desfasados 120° (Fig. 8.10b). El hecho de que estén desfasados significa simplemente que alcanzan sus picos en instantes diferentes.

**Figura 8.9**

- Generador trifásico.
- Voltajes inducidos en un generador trifásico.
- Diagrama fasorial de los voltajes inducidos.

La potencia instantánea suministrada a cada resistor se compone otra vez de una onda de potencia que oscila entre cero y un valor máximo P_m . Sin embargo, los picos de potencia no ocurren al mismo tiempo en los tres resistores, debido al ángulo de fase entre los voltajes. Si sumamos las potencias instantáneas de los tres resistores, descubriremos que la potencia resultante es constante, como en el caso de un generador bifásico. No obstante, la magnitud de la salida total de un generador trifásico es de $1.5 P_m$. Como la salida eléctrica es constante, la potencia mecánica requerida para impulsar el rotor también es constante, por lo que un generador trifásico no vibra. Además, el flujo de potencia en la línea de transmisión, que conecta el generador a la carga, es constante.

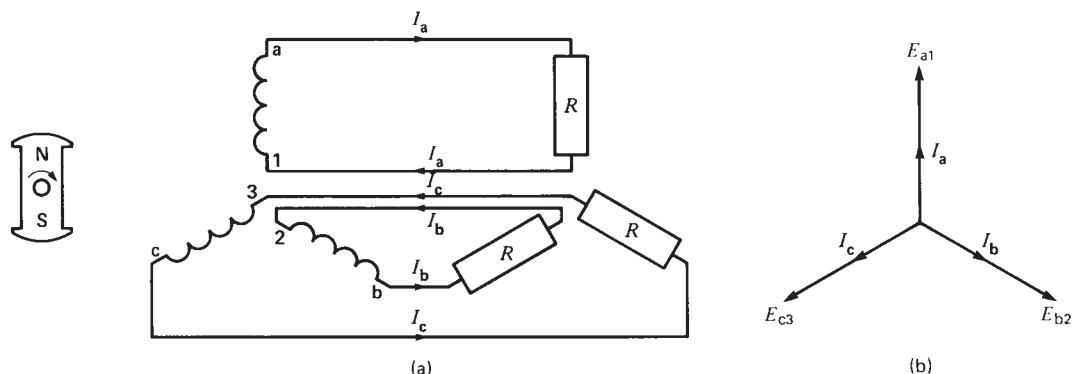
Ejemplo 8-2

El generador trifásico mostrado en la figura 8.10a está conectado a tres resistores de $20\ \Omega$. Si el voltaje efectivo inducido en cada fase es de 120 V, calcule lo siguiente:

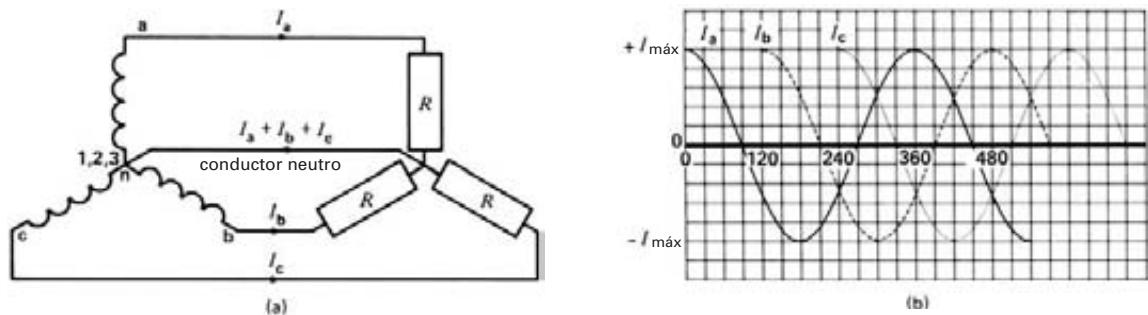
- La potencia disipada en cada resistor.
- La potencia disipada en la carga trifásica.
- La potencia pico P_m disipada en cada resistor.
- La potencia trifásica total comparada con P_m .

Solución

- Cada resistor actúa como una carga monofásica conectada a un voltaje efectivo de 120 V. Por lo tanto, la potencia disipada en cada resistor es,

**Figura 8.10**

- Sistema trifásico de 6 conductores.
- Diagrama fasorial correspondiente.

**Figura 8.11**

- a. Sistema trifásico de 4 conductores.
b. Corrientes de línea en un sistema trifásico de 4 conductores.

$$\begin{aligned} P &= E^2/R = 120^2/20 \\ &= 720 \text{ W} \end{aligned}$$

- b. La potencia total disipada en la carga trifásica (los tres resistores) es

$$\begin{aligned} P_T &= 3P = 3 \times 720 \\ &= 2160 \text{ W} \end{aligned}$$

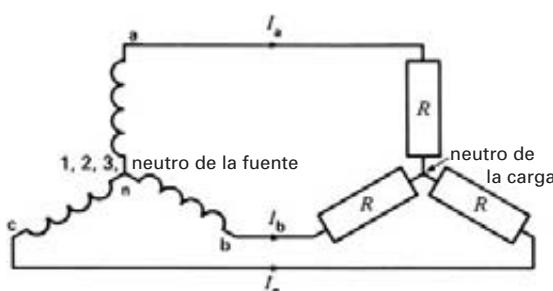
Esta potencia es absolutamente constante en cualquier instante.

- c. El voltaje pico a través de un resistor es

$$\begin{aligned} E_m &= \sqrt{2}E = \sqrt{2} \times 120 \\ &= 169.7 \text{ V} \end{aligned}$$

La corriente pico en cada resistor es

$$\begin{aligned} I_m &= E_m/R = 169.7/20 \\ &= 8.485 \text{ A} \end{aligned}$$

**Figura 8.12**

- Sistema trifásico de 3 conductores que muestra la fuente y la carga.

La potencia pico en cada resistor es

$$\begin{aligned} P_m &= E_m I_m = 169.7 \times 8.485 \\ &= 1440 \text{ W} \end{aligned}$$

- d. La relación de P_T a P_m es

$$\begin{aligned} P_T/P_m &= 2160/1440 \\ &= 1.5 \end{aligned}$$

Por lo tanto, mientras la potencia de cada resistor pulsa entre 0 y un máximo de 1440 W, la potencia total de los tres resistores no varía y es igual a 2160 W.

8.8 Conexión en Y

Los tres circuitos monofásicos de la figura 8.10 son eléctricamente independientes. Por consiguiente, podemos conectar los tres conductores de retorno para formar un conductor de retorno único (Fig. 8.11a). Esto reduce el número de conductores en la línea de transmisión de 6 a 4. El conductor de retorno, llamado *conductor neutro* (o simplemente *neutro*), conduce la suma de las tres corrientes ($I_a + I_b + I_c$). Al principio parece que la sección transversal de este conductor debe ser tres veces la de las líneas a, b y c. Sin embargo, el diagrama de la figura 8.11b muestra claramente que *la suma de las tres corrientes de retorno es cero en cada instante*. Por ejemplo, en el instante correspondiente a 240° , $I_c = I_{\max}$ e $I_b = -0.5 I_{\max}$ por lo que $I_a + I_b + I_c = 0$. Obte-

nemos el mismo resultado (y mucho más fácil) sumando los fasores ($I_a + I_b + I_c$) en la figura 8.10b. La suma es claramente cero.

Por lo tanto, podemos eliminar el hilo neutro sin afectar los voltajes o corrientes en el circuito (Fig. 8.12). ¡De un golpe obtenemos un gran ahorro porque el número de conductores se reduce de seis a tres! Sin embargo, las cargas de la figura 8.11a deben ser idénticas para eliminar el hilo neutro. Si no son idénticas, la ausencia del conductor neutro produce voltajes desiguales a través de las tres cargas.

El circuito de la figura 8.12 —compuesto del generador, la línea de transmisión y la carga— se llama *sistema trifásico de tres conductores*. Se dice que el generador, y también la carga, están conectados en *Y*, porque las tres ramas se asemejan a la letra *Y*. Por la misma razón, algunas personas prefieren utilizar el término *conectado en estrella*.

El circuito de la figura 8.11a se conoce como *sistema trifásico de 4 conductores*. Por lo general, el conductor neutro de un sistema como éste es del mismo tamaño o un poco más chico que los conductores de línea. Los sistemas trifásicos de cuatro conductores son ampliamente utilizados para suministrar corriente eléctrica a usuarios comerciales e industriales. Los conductores de línea a menudo se llaman *fases*, que es el mismo término aplicado a los devanados del generador.

8.9 Relaciones de voltaje

Considere los devanados de armadura conectados en *Y* de un generador trifásico (Fig. 8.13a). El voltaje inducido en cada devanado tiene un valor efectivo E_{LN} representado por la longitud de cada fasor en el diagrama de la figura 8.13b. Si sabemos que los voltajes de línea a neutro están representados por los fasores E_{an} , E_{bn} y E_{cn} , la pregunta es: ¿cuáles son los voltajes línea a línea E_{ab} , E_{bc} y E_{ca} ? De acuerdo con la figura 8.13a, podemos escribir las siguientes ecuaciones, basadas en la ley del voltaje de Kirchhoff:

$$\begin{aligned} E_{ab} &= E_{an} + E_{nb} \\ &= E_{an} - E_{bn} \end{aligned} \quad (8.1)$$

$$\begin{aligned} E_{bc} &= E_{bn} + E_{nc} \\ &= E_{bn} - E_{cn} \end{aligned} \quad (8.2)$$

$$\begin{aligned} E_{ca} &= E_{cn} + E_{na} \\ &= E_{cn} - E_{an} \end{aligned} \quad (8.3)$$

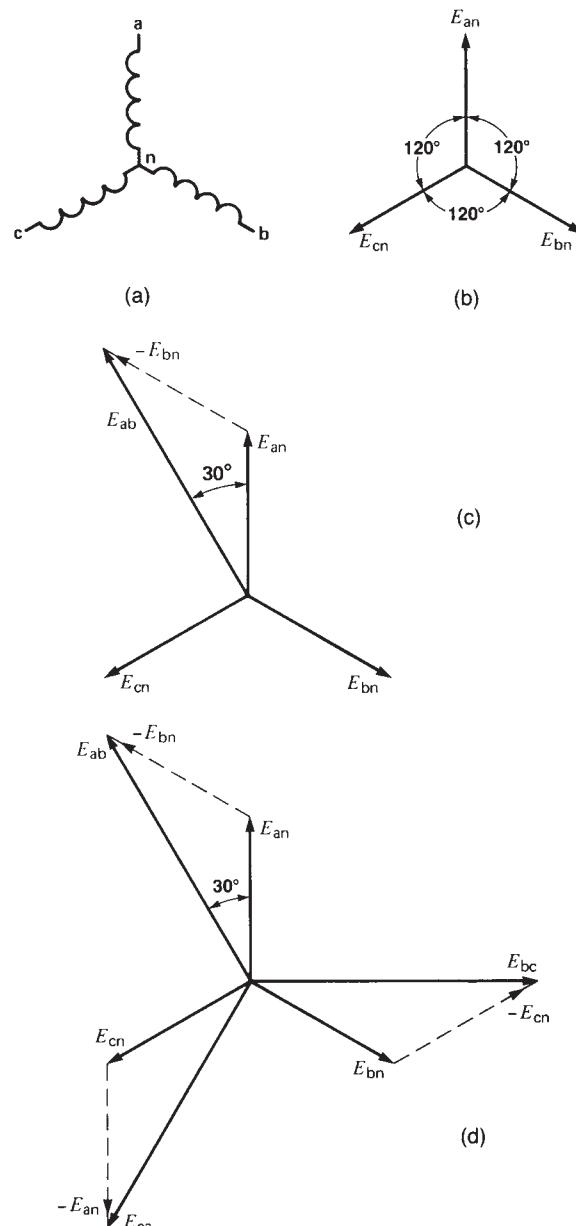


Figura 8.13

- Devanados de estator conectados en *Y* de un generador trifásico.
- Voltajes de línea a neutro del generador.
- Método para determinar el voltaje de línea E_{ab} .
- Los voltajes de línea E_{ab} , E_{bc} y E_{ca} son iguales y están desplazados 120° entre sí.

Remitiéndonos primero a la ecuación 8.1, trazamos el fasor E_{ab} exactamente como lo indica la ecuación:

$$E_{ab} = E_{an} - E_{bn} = E_{an} + (-E_{bn})$$

El diagrama fasorial resultante muestra que el voltaje de línea E_{ab} está adelantado 30° con respecto a E_{an} (Fig. 8.13c). Utilizando trigonometría simple, y con base en el hecho de que la longitud de los fasores línea a neutro es E_{LN} , tenemos lo siguiente:

$$\text{longitud } E_L \text{ del fasor } E_{ab} = 2 \times E_{LN} \cos 30^\circ$$

$$\begin{aligned} E_L &= 2 \times E_{LN} \sqrt{3}/2 \\ &= \sqrt{3} E_{LN} \end{aligned}$$

Por lo tanto, el voltaje línea a línea (llamado *voltaje de línea*) es $\sqrt{3}$ veces el voltaje de línea a neutro:

$$E_L = \sqrt{3} E_{LN} \quad (8.4)$$

donde

$$E_L = \text{valor eficaz del voltaje de línea [V]}$$

$$E_{LN} = \text{valor eficaz del voltaje de línea a neutro [V]}$$

$$\sqrt{3} = \text{una constante [valor aproximado} = 1.73]$$

Por la simetría de un sistema trifásico, concluimos que el voltaje de línea a través de dos terminales de generador *cualquiero* es igual a $\sqrt{3}E_{LN}$. Podemos comprobar esto remitiéndonos a la figura 8.13d, la cual muestra los tres fasores: E_{ab} , E_{bc} y E_{ca} . Los fasores se trazan de acuerdo con las ecuaciones 8.1, 8.2 y 8.3, respectivamente. Los voltajes de línea tienen la misma magnitud y están desplazados 120° entre sí.

Para aclarar aún más estos resultados, la figura 8.14 muestra los voltajes entre las terminales de un generador trifásico cuyo voltaje de línea a neutro es de 100 V. Los voltajes de línea son iguales a $100\sqrt{3}$ o 173 V. Los voltajes entre las líneas a, b y c constituyen un sistema trifásico, pero el voltaje entre dos líneas cualesquiero (a y b, b y c, b y n, etc.) es todavía un voltaje monofásico ordinario.

Ejemplo 8-3

Un generador trifásico de 60 Hz, conectado en Y, genera un voltaje de línea (línea a línea) de 23 900 V.

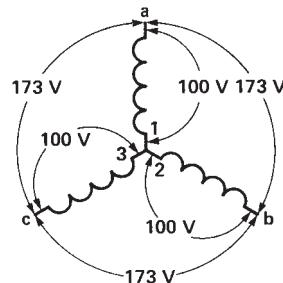


Figura 8.14

Voltajes inducidos en un generador conectado en Y.

Calcule

- El voltaje de línea a neutro
- El voltaje inducido en los devanados individuales
- El intervalo de tiempo entre el voltaje pico positivo de la fase A y el pico positivo de la fase B
- El valor pico del voltaje de línea

Solución

- El voltaje de línea a neutro es

$$\begin{aligned} E_{LN} &= E_L/\sqrt{3} = 23\,900/\sqrt{3} \\ &= 13\,800 \text{ V} \end{aligned}$$

- Los devanados están conectados en Y; por consiguiente, el voltaje inducido en cada devanado es de 13 800 V.
- Un ciclo completo (360°) corresponde a 1/60 s. Por lo tanto, un ángulo de fase de 120° corresponde a un intervalo de

$$\begin{aligned} T &= \frac{120}{360} \times \frac{1}{60} = 1/180 \text{ s} \\ &= 5.55 \text{ ms} \end{aligned}$$

En consecuencia, los picos de voltaje positivos están separados por intervalos de 5.55 ms.

- El voltaje de línea pico es

$$\begin{aligned} E_m &= \sqrt{2} E_L \\ &= 1.414 \times 23\,900 \quad (2.6) \\ &= 33\,800 \text{ V} \end{aligned}$$

Las mismas relaciones de voltaje existen en una carga conectada en Y, como la mostrada en las

figuras 8.11 y 8.12. En otras palabras, el voltaje de línea es $\sqrt{3}$ veces el voltaje de línea a neutro.

Ejemplo 8-4

El generador mostrado en la figura 8.12 produce un voltaje de línea de 865 V y cada resistor de carga tiene una impedancia de 50Ω .

Calcule

- El voltaje a través de cada resistor.
- La corriente en cada resistor.
- La salida de potencia total del generador.

Solución

- El voltaje a través de cada resistor es

$$\begin{aligned} E_{LN} &= E_L/\sqrt{3} = 865/\sqrt{3} \\ &= 500 \text{ V} \end{aligned} \quad (8.4)$$

- La corriente en cada resistor es

$$\begin{aligned} I &= E_{LN}/R = 500/50 \\ &= 10 \text{ A} \end{aligned}$$

Por lo tanto, todas las corrientes de línea son iguales a 10 A.

- La potencia absorbida por cada resistor es

$$\begin{aligned} P &= E_{LN}I = 500 \times 10 \\ &= 5000 \text{ W} \end{aligned}$$

La potencia suministrada por el generador a los tres resistores es

$$P = 3 \times 5000 = 15 \text{ kW}$$

8.10 Conexión en delta

Se dice que una carga trifásica está *balanceada* cuando los voltajes de línea son iguales y las corrientes de línea también. Esto corresponde a tres impedancias idénticas conectadas a través de la línea trifásica, una condición que se presenta comúnmente en circuitos trifásicos.

Las tres impedancias se pueden conectar en Y (como ya vimos) o en *delta* (Fig. 8.15a). Los voltajes de línea son producidos por un generador externo (que no se muestra).

Determinemos las relaciones de voltaje y corriente en dicha conexión en delta,* suponiendo una carga resistiva. Los resistores están conectados a través de la

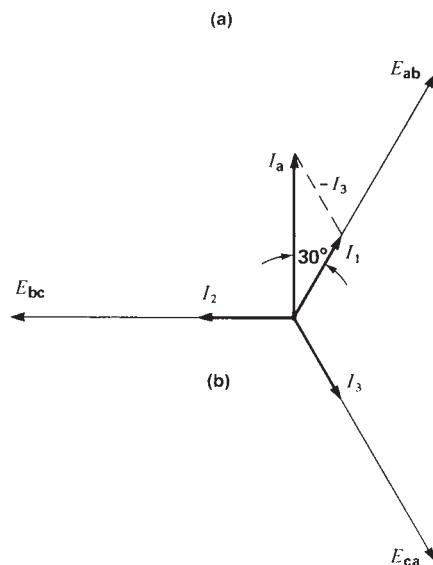
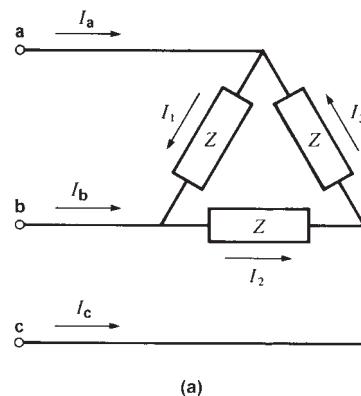


Figura 8.15

- Impedancias conectadas en delta.
- Relaciones fasoriales con una carga resistiva.

línea; por ello, las corrientes de los resistores I_1 , I_2 e I_3 están en fase con los respectivos voltajes de línea E_{ab} , E_{bc} y E_{ca} . Además, de acuerdo con la ley de Kirchhoff, las corrientes de línea están dadas por

$$I_a = I_1 - I_3 \quad (8.5)$$

$$I_b = I_2 - I_1 \quad (8.6)$$

$$I_c = I_3 - I_2 \quad (8.7)$$

* La conexión se llama así porque se asemeja a la letra griega Δ .

Hagamos que la corriente en cada rama de la carga conectada en delta tenga un valor efectivo I_z , el cual corresponde a la longitud de los fasores I_1, I_2, I_3 . Además, que las corrientes de línea tengan un valor efectivo I_L , el cual corresponde a la longitud de los fasores I_a, I_b, I_c . Remitiéndonos primero a la ecuación 8.5, trazamos el fasor I_a exactamente como lo indica la ecuación. El diagrama fasorial resultante muestra que I_a está adelantado 30° con respecto a I_1 (Fig. 8.15b). Utilizando trigonometría simple, ahora podemos escribir

$$\begin{aligned} I_L &= 2 \times I_z \cos 30^\circ \\ &= 2 \times I_z \sqrt{3}/2 \\ &= \sqrt{3} I_z \end{aligned}$$

Por lo tanto, la corriente de línea es $\sqrt{3}$ veces mayor que la corriente en cada rama de una carga conectada en delta:

$$I_L = \sqrt{3} I_z \quad (8.8)$$

donde

I_L = valor efectivo de la corriente de línea [A]

I_z = valor efectivo de la corriente en una rama de la carga conectada en delta [A]

$\sqrt{3}$ = una constante [valor aproximado = 1.73]

El lector puede determinar con facilidad la magnitud y posición de los fasores I_b e I_c y observar así que las tres corrientes de línea son iguales y están desplazadas 120° entre sí.

La tabla 8A resume las relaciones básicas entre los voltajes y corrientes en cargas conectadas en Y y en delta. Las relaciones son válidas para cualquier tipo de elemento de circuito (resistor, capacitor, inductor, devanado de motor, devanado de generador, etc.) en tanto los elementos de las tres fases sean idénticos. En otras palabras, las relaciones que aparecen en la tabla 8A son válidas para cualquier carga trifásica balanceada.

Ejemplo 8-5

Tres impedancias idénticas están conectadas en delta a través de una línea trifásica de 550 V (Fig. 8.15c). Si la corriente de línea es de 10 A, calcule lo siguiente:

- La corriente en cada impedancia.
- El valor de cada impedancia [Ω].

Solución

- La corriente en cada impedancia es

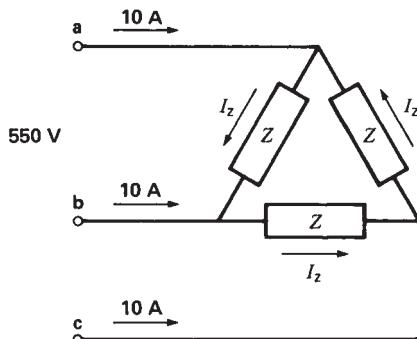


Figura 8.15c

Vea el ejemplo 8-5.

$$I_z = 10/\sqrt{3} = 5.77 \text{ A}$$

- El voltaje a través de cada impedancia es de 550 V.
- Por consiguiente,

$$\begin{aligned} Z &= E/I_z = 550/5.77 \\ &= 95 \Omega \end{aligned}$$

8.11 Potencia transmitida por una línea trifásica

La potencia aparente suministrada por una línea monofásica es igual al producto del voltaje de línea E por la corriente de línea I . Surge ahora esta pregunta: ¿Cuál es la potencia aparente suministrada por una línea trifásica que tiene un voltaje de línea E y una corriente de línea I ?

De acuerdo con la carga conectada en Y de la figura 8.16a, la potencia aparente suministrada a cada rama es

$$S_z = \frac{E}{\sqrt{3}} \times I$$

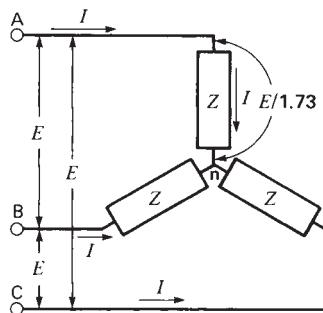
Obviamente, la potencia aparente suministrada a las tres ramas es tres veces mayor.* Por consiguiente, la potencia aparente total es

$$S = \frac{E}{\sqrt{3}} \times I \times 3 = \sqrt{3} EI$$

* En circuitos trifásicos balanceados, podemos sumar las potencias aparentes de las tres fases porque tienen factores de potencia idénticos. Si no fueran idénticos, no podríamos sumar las potencias aparentes.

TABLA 8A RELACIONES DE VOLTAJE Y CORRIENTE EN CIRCUITOS TRIFÁSICOS

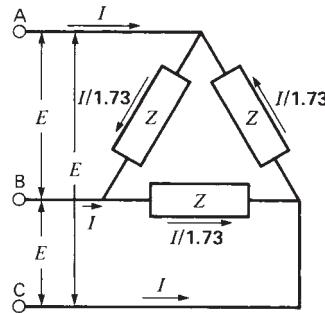
Conexión en Y

**Figura 8.16a**

Impedancias conectadas en Y.

- La corriente de cada elemento es igual a la corriente de línea I .
- El voltaje a través de cada elemento es igual al voltaje de línea E dividido entre $\sqrt{3}$.
- Los voltajes a través de los elementos están desfasados 120° .
- Las corrientes de los elementos están desfasadas 120° .

Conexión en delta

**Figura 8.16b**

Impedancias conectadas en delta.

- La corriente de cada elemento es igual a la corriente de línea I dividida entre $\sqrt{3}$.
- El voltaje a través de cada elemento es igual al voltaje de línea E .
- Los voltajes a través de los elementos están desfasados 120° .
- Las corrientes de los elementos están desfasadas 120° .

En el caso de una carga conectada en delta (Fig. 8.16b), la potencia aparente suministrada a cada rama es

$$S_z = E \times \frac{I}{\sqrt{3}}$$

es igual a la de la carga conectada en Y. Por consiguiente, la potencia aparente total también es igual. Por lo tanto, tenemos

$$S = \sqrt{3} EI \quad (8.9)$$

donde

S = potencia aparente total suministrada por una línea trifásica [VA]

E = voltaje de línea efectivo [V]

I = corriente de línea efectiva [A]

$\sqrt{3}$ = una constante [valor aproximado = 1.73]

8.12 Potencia activa, reactiva y aparente en circuitos trifásicos

La relación entre potencia activa P , potencia reactiva Q y potencia aparente S es la misma en circuitos trifásicos balanceados que en circuitos monofásicos. Por consiguiente, tenemos

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (8.10)$$

y

$$\cos \theta = P/S \quad (8.11)$$

donde

S = potencia aparente total trifásica [VA]

P = potencia activa total trifásica [W]

Q = potencia reactiva total trifásica [var]

$\cos \theta$ = factor de potencia de la carga trifásica

θ = ángulo de fase entre la corriente de línea y el voltaje de línea a neutro [$^\circ$]

Ejemplo 8-6

Un motor trifásico, conectado a una línea de 440 V, absorbe una corriente de línea de 5 A. Si el factor de potencia del motor es de 80 por ciento, calcule lo siguiente:

- La potencia aparente total.
- La potencia activa total.
- La potencia reactiva total absorbida por la máquina.

Solución

- La potencia aparente total es

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{3} EI = \sqrt{3} \times 440 \times 5 \\ &= 3811 \text{ VA} \\ &= 3.81 \text{ kVA} \end{aligned}$$

- La potencia activa total es

$$\begin{aligned} P &= S \cos \theta = 3.81 \times 0.80 \\ &= 3.05 \text{ kW} \end{aligned}$$

- La potencia reactiva total es

$$\begin{aligned} Q &= \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{3.81^2 - 3.05^2} \\ &= 2.28 \text{ kvar} \end{aligned}$$

8.13 Resolución de circuitos trifásicos

Podemos considerar que una carga trifásica *balanceada* se compone de tres cargas monofásicas idénticas. En consecuencia, la forma más fácil de resolver un circuito así es considerar sólo una fase. Los ejemplos siguientes ilustran el método que emplearemos.

Ejemplo 8-7

Tres resistores idénticos que disipan una potencia total de 3000 W están conectados en Y a través de una línea trifásica de 550 V (Fig. 8.17).

Calcule

- La corriente de cada línea.
- El valor de cada resistor.

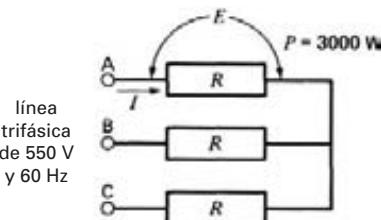
Solución

- La potencia disipada por cada resistor es

$$P = 3000 \text{ W}/3 = 1000 \text{ W}$$

El voltaje a través de las terminales de cada resistor es

$$E = 550 \text{ V}/\sqrt{3} = 318 \text{ V}$$

**Figura 8.17**

Vea el ejemplo 8-7.

La corriente de cada resistor es

$$I = P/E = 1000 \text{ W}/318 \text{ V} = 3.15 \text{ A}$$

La corriente de cada línea también es 3.15 A.

- La resistencia de cada elemento es

$$R = E/I = 318/3.15 = 101 \Omega$$

Ejemplo 8-8

En el circuito de la figura 8.18, calcule lo siguiente:

- La corriente de cada línea.
- El voltaje a través de las terminales del inductor.

Solución

- Cada rama se compone de una reactancia inductiva $X_L = 4 \Omega$ en serie con una resistencia $R = 3 \Omega$. Por consiguiente, la impedancia de cada rama es

$$Z = \sqrt{4^2 + 3^2} = 5 \Omega \quad (2.12)$$

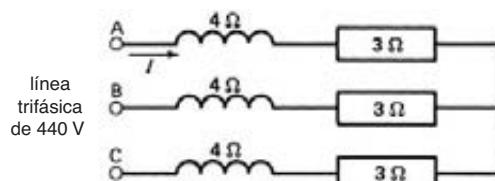
El voltaje a través de cada rama es

$$E_{LN} = E_L/\sqrt{3} = 440 \text{ V}/\sqrt{3} = 254 \text{ V}$$

La corriente de cada elemento de circuito es

$$I = E_{LN}/Z = 254/5 = 50.8 \text{ A}$$

(la corriente de línea también es de 50.8 A.)

**Figura 8.18**

Vea el ejemplo 8-8.

b. El voltaje a través de cada inductor es

$$\begin{aligned} E &= IX_L = 50.8 \times 4 \\ &= 203.2 \text{ V} \end{aligned}$$

Ejemplo 8-9

Una línea trifásica de 550 V y 60 Hz está conectada a tres capacitores idénticos conectados en delta (Fig. 8.19). Si la corriente de línea es de 22 A, calcule la capacitancia de cada capacitor.

Solución

La corriente de cada capacitor es

$$I = I_L/\sqrt{3} = 22 \text{ A}/\sqrt{3} = 12.7 \text{ A}$$

Voltaje a través de cada capacitor = 550 V

La reactancia capacitiva X_C de cada capacitor es

$$X_C = E_L/I = 550/12.7 = 43.3 \Omega$$

La capacitancia de cada capacitor es

$$\begin{aligned} C &= 1/2\pi f X_C \\ &= 1/(2\pi \times 60 \times 43.3) \quad (2.11) \\ &= 61.3 \mu\text{F} \end{aligned}$$

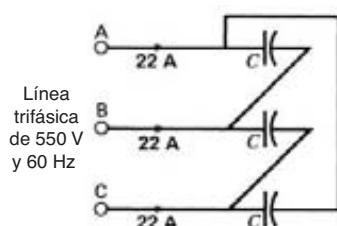


Figura 8.19

Vea el ejemplo 8-9.

8.14 Cargas industriales

La mayoría de las veces no sabemos si una carga trifásica particular está conectada en delta o en Y. Por ejemplo, los motores, generadores, transformadores, capacitores, etc., trifásicos a menudo sólo tienen tres terminales externas, y no hay forma de saber cómo están hechas las conexiones internas. En estas circunstancias, simplemente *suponemos* que la conexión es en Y. (Una conexión en Y es un poco más fácil de manejar que una conexión en delta.)

En una conexión en Y se entiende que la impedancia por fase es la impedancia de línea a neutro. El voltaje por fase es simplemente el voltaje de línea dividido entre $\sqrt{3}$. Por último, la corriente por fase es igual a la corriente de línea.

No sólo con cargas individuales podemos suponer que una conexión está en Y, sino también con centros de carga completos, como una fábrica que contiene motores, lámparas, calentadores, hornos, etc. Simplemente suponemos que el centro de carga está conectado en Y y proseguimos con los cálculos usuales.

Ejemplo 8-10

Una planta manufacturera absorbe un total de 415 kVA de una línea trifásica (línea a línea) de 2400 V (Fig. 8.20a). Si el factor de potencia de la planta es de 87.5 por ciento retrasado, calcule lo siguiente:

- La impedancia de la planta, por fase.
- El ángulo de fase entre el voltaje de línea a neutro y la corriente de línea.
- El diagrama fasorial completo de la planta.

Solución

a. Suponemos una conexión en Y compuesta de tres impedancias Z idénticas (Fig. 8.20b). El voltaje por rama es

$$\begin{aligned} E &= 2400/\sqrt{3} \\ &= 1386 \text{ V} \end{aligned}$$

La corriente por rama es

$$\begin{aligned} I &= S/(E\sqrt{3}) \quad (8.9) \\ &= 415\,000/(2400\sqrt{3}) \\ &= 100 \text{ A} \end{aligned}$$

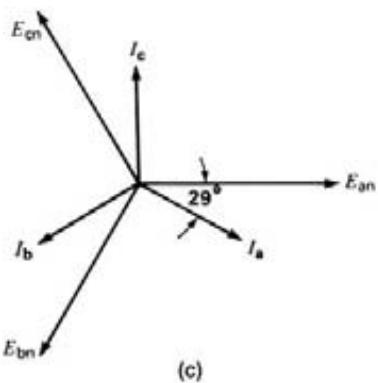
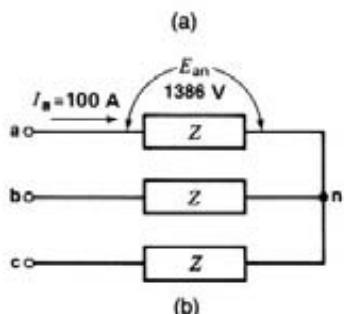
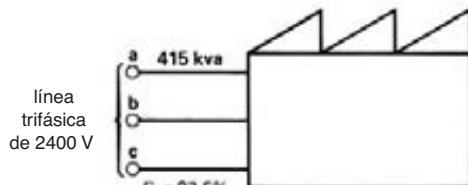
La impedancia por rama es

$$\begin{aligned} Z &= E/I = 1386/100 \\ &= 13.9 \Omega \end{aligned}$$

b. El ángulo de fase θ entre el voltaje de línea a neutro (1386 V) y la corriente de línea (100 A) correspondiente es

$$\cos \theta = \text{factor de potencia} = 0.875 \quad (8.11)$$

$$\theta = 29^\circ$$

**Figura 8.20**

- Entrada de potencia de una fábrica. Vea el ejemplo 8-10.
- Conexión en Y equivalente de la carga de la fábrica.
- Diagrama fasorial de los voltajes y corrientes.

La corriente de cada fase está retrasada 29° respecto al voltaje de línea a neutro.

- En la figura 8.20c se muestra el diagrama fasorial completo. En la práctica, sólo mostraríamos una fase; por ejemplo, E_{an} , I_a y el ángulo de fase entre ellos.

Ejemplo 8-11

Un motor de 5000 hp conectado en Y está conectado a una línea trifásica (línea a línea) de 4000 V y 60 Hz

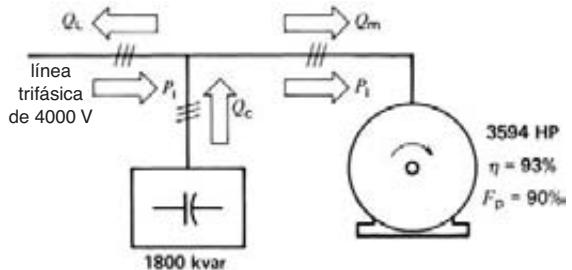


Figura 8.21
Motor y capacitor industriales. Vea el ejemplo 8-11.

(Fig. 8.21). Un banco de capacitores conectado en delta con capacidad de 1800 kvar también está conectado a la línea. Si el motor produce 3594 hp con una eficiencia de 93 por ciento y un factor de potencia de 90 por ciento (retrasado), calcule lo siguiente:

- La potencia activa absorbida por el motor.
- La potencia reactiva absorbida por el motor.
- La potencia reactiva suministrada por la línea de transmisión.
- La potencia aparente suministrada por la línea de transmisión.
- La corriente en la línea de transmisión.
- La corriente de línea del motor.
- Trace el diagrama fasorial completo de una fase.

Solución

- La salida de potencia de 3594 hp equivale a

$$P_2 = 3594 \times 0.746 = 2681 \text{ kW}$$

Entrada de potencia activa al motor:

$$\begin{aligned} P_m &= P_2/\eta = 2681/0.93 \\ &= 2883 \text{ kW} \end{aligned} \quad (3.6)$$

- Potencia aparente absorbida por el motor:

$$\begin{aligned} S_m &= P_m/\cos \theta = 2883/0.90 \\ &= 3203 \text{ kVA} \end{aligned}$$

Potencia reactiva absorbida por el motor:

$$\begin{aligned} Q_m &= \sqrt{S_m^2 - P_m^2} = \sqrt{3203^2 - 2883^2} \\ &= 1395 \text{ kvar} \end{aligned}$$

- Potencia reactiva suministrada por el banco de capacitores (vea la sección 7.5):

$$Q_c = -1800 \text{ kvar}$$

Potencia reactiva total absorbida por la carga:

$$\begin{aligned} Q_L &= Q_c + Q_m = -1800 + 1395 \\ &= -405 \text{ kvar} \end{aligned}$$

Ésta es una situación inusual porque la potencia reactiva es regresada a la línea. En la mayoría de los casos, el banco de capacitores no proporciona más de Q_m kilovars de potencia reactiva.

d. La potencia activa suministrada por la línea es

$$P_L = P_m = 2883 \text{ kW}$$

La potencia aparente suministrada por la línea es

$$\begin{aligned} S_L &= \sqrt{P_L^2 + Q_L^2} = \sqrt{2883^2 + (-405)^2} \\ &= 2911 \text{ kVA} \end{aligned}$$

e. La corriente de línea de transmisión es

$$\begin{aligned} I_L &= S_L / (E_L / 3) \quad (8.9) \\ &= 2911000 / (\sqrt{3} \times 4000) \\ &= 420 \text{ A} \end{aligned}$$

f. La corriente de línea del motor es

$$\begin{aligned} I_m &= S_m / (E_{LN} / 3) \\ &= 3203000 / (\sqrt{3} \times 4000) \\ &= 462 \text{ A} \end{aligned}$$

g. El voltaje de línea a neutro es

$$E_{LN} = 4000 / \sqrt{3} = 2309 \text{ V}$$

El ángulo de fase θ entre la corriente del motor y el voltaje de línea a neutro es:

$$\begin{aligned} \cos \theta &= \text{factor de potencia} = 0.9 \\ \theta &= 25.8^\circ \end{aligned}$$

(La corriente del motor está retrasada 25.8° respecto al voltaje, como se ve en la figura 8.22a.) La corriente de línea absorbida por el banco de capacitores es

$$\begin{aligned} I_c &= Q_c / (E_L \sqrt{3}) \\ &= 1800000 / (\sqrt{3} \times 4000) \\ &= 260 \text{ A} \end{aligned}$$

¿En qué lugar del diagrama fasorial debería localizarse la corriente fasorial I_c ? La pregunta es importan-

te porque los capacitores están conectados en delta y supusimos una conexión en Y para el motor. Esto puede de acarrear complicaciones de ángulo de fase innecesarias si tratamos de seguir las corrientes reales en el interior del banco de capacitores. La solución es reconocer que si los capacitores estuvieran conectados en Y (al mismo tiempo que generan la misma potencia reactiva), la corriente de línea de 260 A estaría adelantada 90° respecto a E_{LN} . Por consiguiente, trazamos I_c 90° adelante de E_{LN} . Ésa es la posición correcta del fasor I_c sin importar cómo esté conectado internamente el banco de capacitores.

El ángulo de fase θ_L entre la corriente de la línea de transmisión y E_{LN} es

$$\begin{aligned} \cos \theta_L &= P_L / S_L = 2883 / 2911 \\ &= 0.99 \\ \theta_L &= 8^\circ \end{aligned}$$

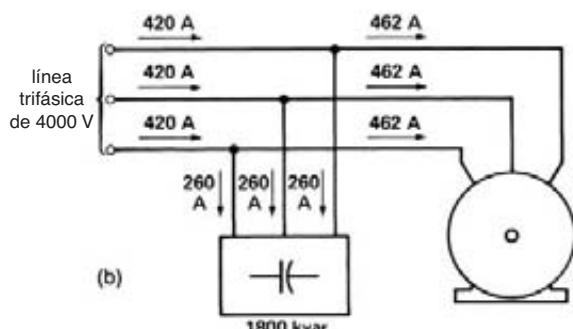
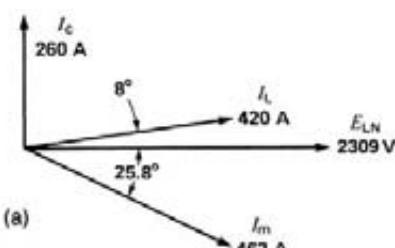


Figura 8.22

a. Relaciones fasoriales para una fase.

Vea el ejemplo 8-11.

b. Corrientes de línea. Observe que las corrientes del motor exceden las corrientes de la fuente.

La corriente de línea (420 A) está adelantada 8° respecto a E_{LN} porque los kvars suministrados por el banco de capacitores exceden los kvars absorbidos por el motor.

En la figura 8.22a se muestra el diagrama fasorial de una fase.

En la figura 8.22b se muestra el diagrama del circuito y los flujos de corriente.

Deseamos enfatizar la importancia de suponer una conexión en Y, independientemente de cuál pueda ser la conexión real. Suponiendo una conexión en Y para todos los elementos del circuito, simplificamos los cálculos y eliminamos la confusión.

Como observación final, sin duda el lector ha advertido que la solución de un problema trifásico implica potencia activa, reactiva y aparente. El valor de la impedancia de dispositivos como resistores, motores y capacitores rara vez aparece en las placas de identificación. Esto es de esperarse porque la mayoría de las cargas industriales implican motores eléctricos, hornos, luces, etc., los cuales rara vez se describen en función de resistencia y reactancia. Casi siempre se presentan como dispositivos que absorben una cantidad dada de potencia con un factor de potencia dado.

La situación es un tanto diferente en el caso de líneas de transmisión trifásicas, pues en éstas sí podemos definir resistencias y reactancias ya que los parámetros son fijos. Las mismas observaciones son válidas para circuitos equivalentes que describen el comportamiento de máquinas individuales como motores de inducción y máquinas síncronas.

En conclusión, la resolución de circuitos trifásicos implica potencia activa y reactiva o elementos R , L y C —y en ocasiones ambos.

8.15 Secuencia de fase

Además del voltaje y frecuencia de línea, un sistema trifásico tiene una importante propiedad llamada *secuencia de fase*. La secuencia de fase es importante porque determina la dirección de rotación de motores trifásicos y si un sistema trifásico se puede conectar en paralelo con otro. Por consiguiente, en sistemas trifásicos, la secuencia de fase es tan importante como la frecuencia y el voltaje.

Secuencia de fase significa el orden en el que los tres voltajes de línea se vuelven sucesivamente positivos.

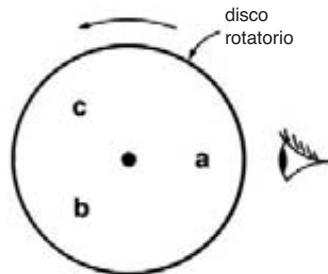


Figura 8.23
Las letras se observan en la secuencia a-b-c.

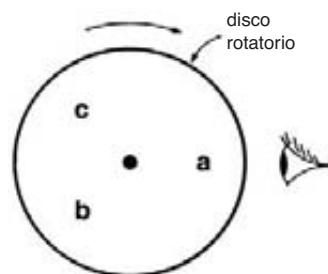


Figura 8.24
Las letras se observan en la secuencia a-c-b.

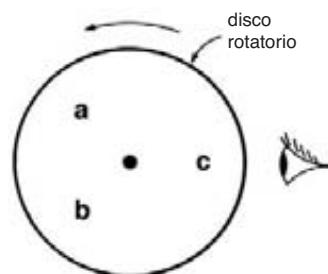


Figura 8.25
Las letras se observan en la secuencia a-c-b.

Podemos entender con mayor facilidad la secuencia de fase considerando la siguiente analogía.

Suponga que las letras **a**, **b**, **c** están impresas a intervalos de 120° en un disco que gira lentamente (Fig. 8.23). Si el disco gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj, las letras aparecen en la secuencia **a-b-c-a-b-c**. Llamemos a ésta la *secuencia positiva*. Podemos describirla en una de tres formas: **abc**, **bca** o **cab**.

Si el disco gira en el sentido de las manecillas del reloj, la secuencia se vuelve **a-c-b-a-c-b...** (Fig. 8.24). Llámemos a ésta la *secuencia negativa*, misma que podemos describir en una de tres formas: **acb**, **cba** o **bac**. Obviamente, existe una diferencia entre una secuencia positiva y una negativa.

Suponga que intercambiamos dos letras cualesquiera en el disco de la figura 8.23, y conservamos la rotación en sentido contrario al de las manecillas del reloj. Si intercambiamos las letras **a** y **c**, el resultado es el que se muestra en la figura 8.25. Ahora la secuencia es **c-b-a-c-b-a...**, que es la misma que la secuencia negativa generada por el disco en la figura 8.24.

Así, concluimos que para una dirección de rotación dada, podemos convertir una secuencia positiva en una secuencia negativa simplemente intercambiando dos letras. Asimismo, podemos convertir una secuencia negativa en una positiva intercambiando dos letras cualesquiera.

Consideremos ahora una fuente trifásica cuyas terminales son **a**, **b**, **c** (Fig. 8.26a). Suponga que los voltajes de línea E_{ab} , E_{bc} y E_{ca} están representados correctamente por los fasores giratorios mostrados en la figura 8.26b. Al pasar por el eje horizontal en la dirección contraria a la de las manecillas del reloj, siguen la secuencia $E_{ab}-E_{bc}-E_{ca}-E_{ab}-E_{bc}...$

Si dirigimos nuestra atención a la *primera* letra de cada subíndice, vemos que la secuencia es **a-b-c-a-b-c...**. Se dice que la fuente mostrada en la figura 8.26a posee la secuencia **a-b-c**. Por lo tanto, podemos establecer la siguiente regla. Cuando se utiliza la nota-

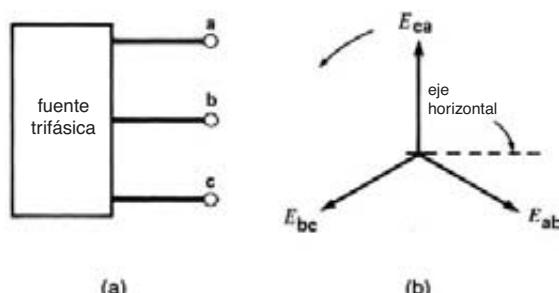


Figura 8.26

- Determinación de la secuencia de fase de una fuente trifásica.
- La secuencia de fase depende del orden en el que los voltajes de línea alcanzan sus picos positivos.

ción de doble subíndice, la secuencia de los primeros subíndices corresponde a la secuencia de fase de la fuente.

Ejemplo 8-12

En la figura 8.17, sabemos que la secuencia de fase de la fuente es A-C-B. Trace el diagrama fasorial de los voltajes de línea.

Solución

Los voltajes siguen la secuencia A-C-B, que es igual que la secuencia AC-CB-BA-AC... Por consiguiente, la secuencia de los voltajes de línea es $E_{AC}-E_{CB}-E_{BA}$ y el diagrama fasorial correspondiente se muestra en la figura 8.27. Podemos invertir la secuencia de fase de una línea trifásica intercambiando dos conductores cualesquiera. Aunque esto parece un cambio trivial, puede representar un grave problema cuando se tienen que intercambiar grandes barras colectoras o líneas de transmisión de alto voltaje. En la práctica, se toman medidas para que tales cambios mecánicos drásticos no se tengan que realizar en el último minuto. La secuencia de fase de todos los sistemas de distribución importantes se conoce de antemano y cualquier conexión futura se planea como corresponde.

8.16 Determinación de la secuencia de fase

Existen instrumentos especiales para indicar la secuencia de fase, aunque también podemos determinarla por medio de dos lámparas incandescentes y un capacitor. Los tres dispositivos se conectan en Y. Si conectamos el circuito a una línea trifásica (sin conectar el neutro), una lámpara siempre brillará más que la otra. La secuencia de fase sigue este orden: *lámpara brillante-lámpara tenue-capacitor*.

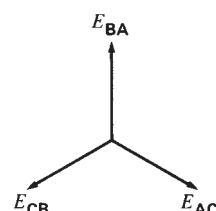
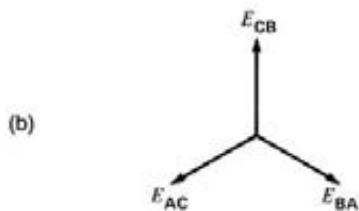
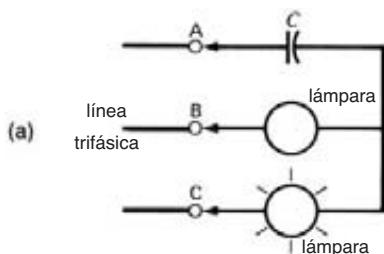


Figura 8.27

Vea el ejemplo 8-12.

**Figura 8.28**

- Determinación de la secuencia de fase mediante dos lámparas y un capacitor.
- Diagrama fasorial resultante.

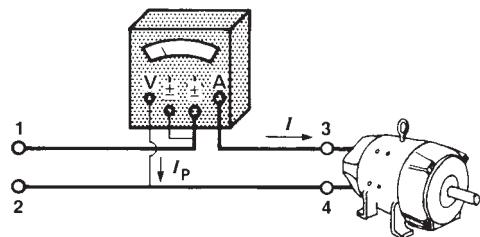
Suponga, por ejemplo, que un circuito capacitor/lámpara está conectado a una línea trifásica, como se muestra en la figura 8.28a. Si la lámpara conectada a la fase C brilla más, la secuencia de fase es C-B-A. Los voltajes de línea siguen la secuencia CB-BA-AC, la cual equivale a la secuencia E_{CB}, E_{BA}, E_{AC} . El diagrama fasorial correspondiente se muestra en la figura 8.28b.

8.17 Medición de potencia en circuitos ca

Para medir la potencia activa en circuitos monofásicos y trifásicos, se utilizan vatímetros (o watmetros).

Por sus conexiones externas y la forma en que está construido, un vatímetro puede ser considerado como un voltímetro y un amperímetro combinados en la misma caja. Por consiguiente, tiene 2 terminales de potencial y 2 de corriente. Una de las terminales de potencial y una de las terminales de corriente tienen un signo \pm . Los signos \pm son marcas de polaridad que determinan la lectura positiva o negativa del vatímetro. Por lo tanto, cuando la terminal de voltaje \pm es positiva al mismo tiempo que la corriente entra a la terminal de corriente \pm , el vatímetro dará una lectura positiva (escala arriba).

El voltaje y la corriente máximos que puede tolerar el instrumento se muestran en la placa de identificación (proporcionada por el fabricante).

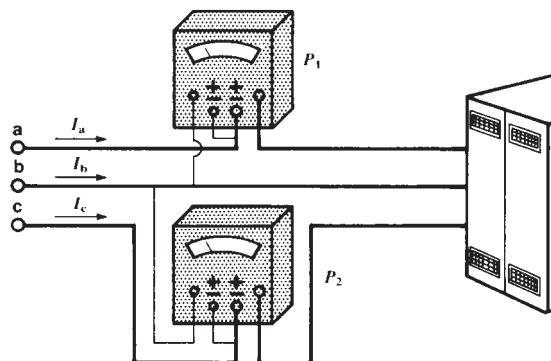
**Figura 8.29**

Método para conectar un vatímetro monofásico.

En circuitos monofásicos la aguja se mueve escala arriba cuando las conexiones entre la fuente y la carga se hacen como se indica en la figura 8.29. Observe que la terminal de corriente \pm está conectada a la terminal de potencial \pm . Cuando el vatímetro se conecta de esta manera, una lectura escala arriba indica que la potencia fluye de las terminales de suministro 1, 2 a las terminales de carga 3, 4.

8.18 Medición de potencia en circuitos trifásicos de tres conductores

En un sistema trifásico de tres conductores, la potencia activa suministrada a una carga trifásica se puede medir por medio de dos vatímetros monofásicos conectados como se muestra en la figura 8.30. La potencia total es igual a la suma de las lecturas de los dos vatímetros. En cargas balanceadas, si el factor de potencia es menor que 100 por ciento, los instrumentos darán lecturas di-

**Figura 8.30**

Medición de potencia en un circuito trifásico de tres conductores mediante el método de dos vatímetros.

ferentes. De hecho, si el factor de potencia es menor que 50 por ciento, uno de los vatímetros dará una lectura negativa. Entonces debemos invertir las conexiones de la bobina de potencial, para obtener una lectura de esta cantidad negativa. En este caso, la potencia del circuito trifásico es igual a la *diferencia* entre las lecturas de los dos vatímetros.

El método de dos vatímetros da la potencia activa absorbida, sin importar que la carga esté o no balanceada.

Ejemplo 8-13

Una prueba a plena carga con un motor trifásico de 10 hp arroja los siguientes resultados: $P_1 = +5950 \text{ W}$; $P_2 = +2380 \text{ W}$; la corriente en cada una de las tres líneas es de 10 A, y el voltaje de línea es de 600 V. Calcule el factor de potencia del motor.

Solución

La potencia aparente suministrada al motor es

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{3} EI = \sqrt{3} \times 600 \times 10 \\ &= 10\,390 \text{ VA} \end{aligned}$$

La potencia activa suministrada al motor es

$$\begin{aligned} P &= 5950 + 2380 \\ &= 8330 \text{ W} \\ \cos \theta &= P/S = 8330/10\,390 \\ &= 0.80 \text{ u } 80 \text{ por ciento} \end{aligned}$$

Ejemplo 8-14

Cuando el motor del ejemplo 8-13 funciona sin carga, la corriente de línea se reduce a 3.6 A y las lecturas del vatímetro son $P_1 = +1295 \text{ W}$; $P_2 = -845 \text{ W}$. Calcule las pérdidas sin carga y el factor de potencia.

Solución

La potencia aparente suministrada al motor es

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{3} EI = \sqrt{3} \times 600 \times 3.6 \\ &= 3741 \text{ VA} \end{aligned}$$

Las pérdidas sin carga son

$$\begin{aligned} P &= P_1 + P_2 = 1295 - 845 \\ &= 450 \text{ W} \end{aligned}$$

Factor de potencia = $P/S = 450/3741 = 0.12 = 12\%$

8.19 Medición de potencia en circuitos trifásicos de cuatro conductores

En circuitos trifásicos de 4 conductores, se requieren tres vatímetros monofásicos para medir la potencia total. Las conexiones se hacen como se muestra en la figura 8.31. Observe que la terminal de corriente \pm está conectada otra vez a la terminal de potencial \pm . Cuando los vatímetros se conectan de esta manera, una lectura escala arriba significa que la potencia activa fluye de la fuente A, B, C, N a la carga.

La potencia total suministrada a la carga es igual a la suma de las lecturas de los tres vatímetros. El método de tres vatímetros da la potencia activa tanto para cargas balanceadas como para cargas desbalanceadas.

Algunos vatímetros, como los que se utilizan en tableros de distribución, están especialmente diseñados para dar una lectura directa de la potencia trifásica. La figura 8.32 muestra un circuito de vatímetro con escala de megawatts que mide la potencia en una estación de generación. Los transformadores de corriente (TC) y los transformadores de potencial (TP) reducen las corrientes y voltajes de línea a valores compatibles con la capacidad del instrumento.

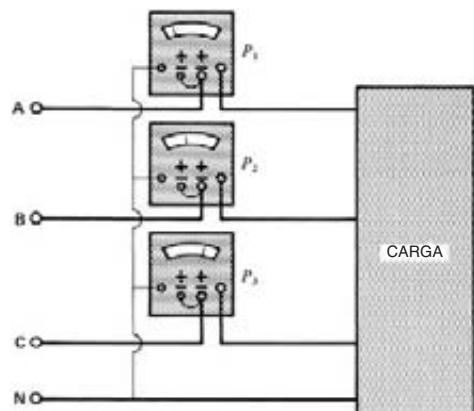
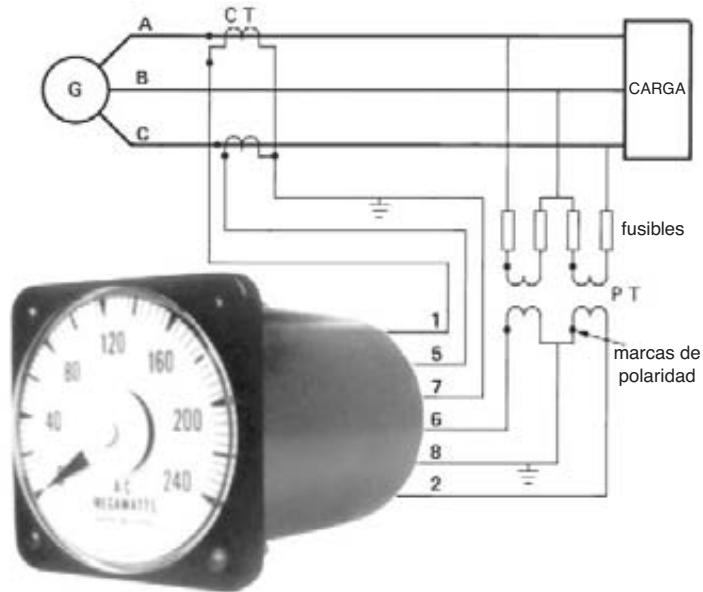


Figura 8.31

Medición de potencia en un circuito trifásico de cuatro conductores.

8.20 Varímetro

Un varímetro (o varmetro) indica la potencia reactiva de un circuito. Está construido del mismo modo que un vatímetro, pero un circuito interno desplaza 90° el

**Figura 8.32**

Medición de la potencia activa en un circuito de alta potencia.

voltaje de línea antes de ser aplicado a la bobina de potencial. Los varímetros se emplean principalmente en las salas de control de estaciones generadoras y en las subestaciones de compañías de suministro de electricidad y en grandes consumidores industriales.

En circuitos trifásicos *balanceados* de 3 conductores, con dos lecturas de vatímetro podemos calcular la potencia reactiva (Fig. 8.30). Simplemente multiplicamos por $\sqrt{3}$ la diferencia de las dos lecturas. Por ejemplo, si los dos vatímetros indican +5950 W y +2380 W, respectivamente, la potencia reactiva es $(5950 - 2380) \times \sqrt{3} = 6176$ vars. Recuerde que este método para medir los vars sólo es válido para circuitos trifásicos *balanceados*.

8.21 Una notable transformación de monofásico a trifásico

En ocasiones sucede que una gran carga de factor de potencia unitario monofásico tiene que ser conectada a una línea trifásica. Esto puede dar como resultado un sistema desbalanceado. No obstante, es posible balancear perfectamente las tres fases conectando una reactancia capacitiva y una reactancia inductiva a través de las otras dos líneas. Cada una de las reactancias debe

tener impedancias $\sqrt{3}$ veces más grandes que el valor de la resistencia de la carga (Fig. 8.33). Además, dada la secuencia de fase 1-2-3-1 de los voltajes de línea E_{12} , E_{23} , E_{31} , es *esencial* que las tres impedancias se conecten como se indica. Si se intercambian las reactancias capacitiva e inductiva, el sistema trifásico se desbalancea por completo.

Ejemplo 8-15

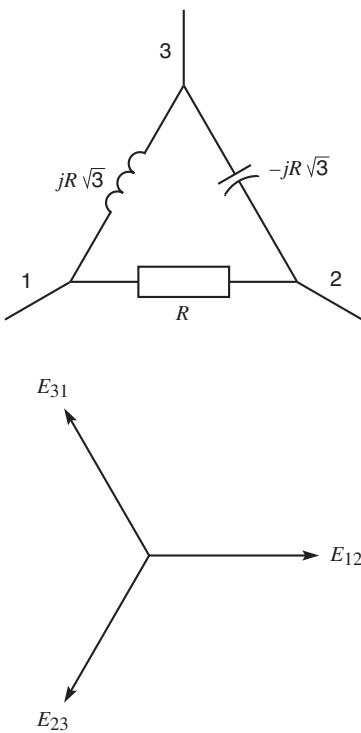
Se conecta una carga monofásica de 800 kW entre las fases 1 y 2 de una línea trifásica de 440 V, donde $E_{12} = 440 \angle 0^\circ$, $E_{23} = 440 \angle -120^\circ$, $E_{31} = 440 \angle 120^\circ$. Calcule las corrientes de carga y de línea

- Cuando únicamente la carga monofásica está conectada a la línea trifásica.
- Cuando se agregan reactancias balanceadoras a través de las líneas restantes, como se muestra en la figura 8.34.

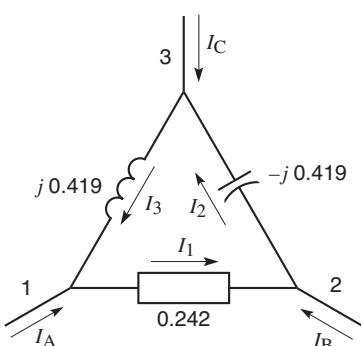
Solución

- La resistencia de la carga monofásica es

$$R = \frac{E^2}{P} = \frac{440^2}{800\,000} = 0.242 \Omega$$

**Figura 8.33**

Una carga resistiva monofásica se puede transformar en una carga trifásica balanceada.

**Figura 8.34**

Vea el ejemplo 8-14.

La corriente de la carga y de dos de las tres líneas es

$$I = \frac{E}{R} = \frac{440}{0.242} = 1818 \text{ A}$$

La corriente en la tercera línea es cero, por lo que el sistema trifásico está severamente desbalanceado.

- b. Si introducimos reactancias capacitativa e inductiva con impedancia de $0.242\sqrt{3} = 0.419 \Omega$, obtenemos una línea trifásica desbalanceada, como se muestra a continuación. Considerando lazos sucesivos alrededor de los elementos del circuito respectivos en la figura 8.34 y utilizando la ley del voltaje de Kirchhoff (vea la sección 2.32), obtenemos los siguientes resultados:

$$E_{12} - 0.242 I_1 = 0 \quad \therefore I_1 = 4.13 E_{12} = 4.13 \times 440 \angle 0 = 1817 \angle 0$$

$$E_{23} + j 0.419 I_2 = 0 \quad \therefore I_2 = j 2.38 E_{23} = 2.38 \times 440 \angle (-120 + 90) = 1047 \angle -30$$

$$E_{31} - j 0.419 I_3 = 0 \quad \therefore I_3 = -j 2.38 E_{31} = 2.38 \times 440 \angle (120 + 90 - 180) = 1047 \angle 30$$

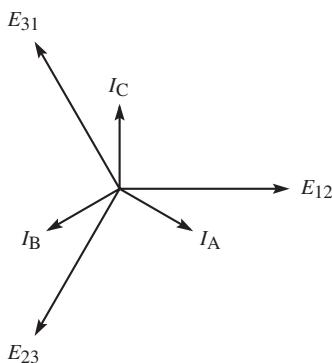
Aplicando la ley de la corriente de Kirchhoff a los nodos 1, 2 y 3, obtenemos

$$\begin{aligned} I_A &= I_1 - I_3 \\ &= 1817 \angle 0 - 1047 \angle 30 \\ &= 1817 - 907 - j 523 \\ &= 1047 \angle -30 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_B &= I_2 - I_1 \\ &= 1047 \angle -30 - 1817 \angle 0 \\ &= 907 - j 523 - 1817 \\ &= -907 - j 523 \\ &= 1047 \angle 210 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_C &= I_3 - I_2 \\ &= 1047 \angle 30 - 1047 \angle -30 \\ &= 907 + j 523 - 907 + j 523 \\ &= 1047 j \\ &= 1047 \angle 90 \end{aligned}$$

Por lo tanto, I_A, I_B, I_C conforman un sistema trifásico porque son iguales y están desplazadas 120° entre sí (Fig. 8.35).

**Figura 8.35**

Vea el ejemplo 8-14.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 8-1 Un generador trifásico conectado en Y induce 2400 V en cada uno de sus devanados. Calcule el voltaje de línea.
- 8-2 El generador de la figura 8.9 genera un voltaje pico de 100 V por fase.
- Calcule el voltaje instantáneo entre las terminales **1**, a a 0° , 90° , 120° , 240° y 330° .
 - ¿Cuál es la polaridad de la terminal **a** con respecto a la terminal **1** en cada uno de estos instantes?
 - ¿Cuál es el valor instantáneo del voltaje a través de las terminales **2**, **b** en cada uno de estos mismos instantes?
- 8-3 De acuerdo con la figura 8.9c, el fasor E_{b2} está retrasado 120° respecto al fasor E_{a1} . ¿Podríamos decir también que E_{b2} está adelantado 240° respecto a E_{a1} ?
- 8-4 El voltaje entre las líneas a-b-c de la figura 8.12 es de 620 V.
- ¿Cuál es el voltaje a través de cada resistor?
 - Si $R = 15 \Omega$, ¿cuál es la corriente en cada línea?
 - Calcule la potencia suministrada a la carga trifásica.
- 8-5 Tres resistores están conectados en delta. Si el voltaje de línea es de 13.2 kV y la corriente de línea de 1202 A, calcule lo siguiente:

- La corriente en cada resistor.
 - El voltaje a través de cada resistor.
 - La potencia suministrada a cada resistor.
 - La potencia suministrada a la carga trifásica.
 - El valor óhmico de cada resistor.
- 8-6
 - ¿Cuál es la secuencia de fase en la figura 8.10?
 - ¿Podríamos invertirla cambiando la dirección de rotación del imán?
- 8-7 Un motor trifásico conectado a una línea de 600 V absorbe una corriente de línea de 25 A. Calcule la potencia aparente suministrada al motor.
- 8-8 Tres lámparas incandescentes de 60 W y 120 V están conectadas en delta. ¿Qué voltaje de línea se requiere para que las lámparas alumbrén normalmente?
- 8-9 Tres resistores de 10Ω están conectados en delta en una línea trifásica de 208 V.
- ¿Cuál es la potencia suministrada a la carga trifásica?
 - Si se quema el fusible de una línea, calcule la nueva potencia suministrada a la carga.
- 8-10 Si se corta un conductor de una línea trifásica, ¿la carga es suministrada por un voltaje monofásico o por un voltaje bifásico?
- 8-11 Un calentador trifásico disipa 15 kW cuando se conecta a una línea trifásica de 208 V.
- ¿Cuál es la corriente de línea si los resistores están conectados en Y?
 - ¿Cuál es la corriente de línea si los resistores están conectados en delta?
 - Si se sabe que los resistores están conectados en Y, calcule la resistencia de cada uno.
- 8-12 Deseamos someter a carga plena un generador trifásico de 100 kVA y 4 kV mediante una carga resistiva. Calcule el valor de cada resistencia si los elementos están conectados
- En Y.
 - En delta.
- 8-13 Los devanados de un motor trifásico están conectados en delta. Si la resistencia entre dos terminales es de 0.6Ω , ¿cuál es la resistencia de cada devanado?
- 8-14 Tres resistores de 24Ω están conectados en delta a través de una línea trifásica de 600 V.

- Calcule la resistencia de tres elementos conectados en Y que disiparán la misma potencia.
- 8-15 Un motor trifásico de 60 hp absorbe 50 kW de una línea trifásica de 600 V. Si la corriente de línea es de 60 A, calcule lo siguiente:
- La eficiencia del motor.
 - La potencia aparente absorbida por el motor.
 - La potencia reactiva absorbida por el motor.
 - El factor de potencia del motor.
- 8-16 Tres resistores de $15\ \Omega$ y tres reactores de $8\ \Omega$ están conectados como se muestra en la figura 8.18. Si el voltaje de línea es de 530 V, calcule lo siguiente:
- La potencia activa, reactiva y aparente suministrada a la carga trifásica.
 - El voltaje a través de cada resistor.
- 8-17 Dos lámparas de 60 W y un capacitor de $10\ \mu F$ están conectados en Y. El circuito está conectado a las terminales X-Y-Z de una toma de corriente trifásica de 120 V. El capacitor está conectado a la terminal Y y la lámpara más brillante está conectada a la terminal X.
- ¿Cuál es la secuencia de fase?
 - Trace el diagrama fasorial para los voltajes de línea.

Nivel avanzado

- 8-18 Tres capacitores de $10\ \mu F$ están conectados en Y a través de una línea de 2300 V y 60 Hz. Calcule lo siguiente:
- La corriente de línea.
 - La potencia reactiva generada.
- 8-19 En el problema 8-17, si el capacitor se conecta a la terminal X, ¿cuál lámpara brillará más?
- 8-20 Tres resistores conectados en delta absorben 60 kW cuando se conectan a una línea trifásica. Si se vuelven a conectar en Y, calcule la nueva potencia absorbida.
- 8-21 Tres resistores (R) de $15\ \Omega$ y tres reactores (X) de $8\ \Omega$ están conectados de diferentes maneras a través de una línea trifásica de 530 V. Sin trazar un diagrama fasorial, calcule la corriente de línea de las siguientes conexiones:
- R y X en serie, conectadas en Y.
 - R y X en paralelo, conectadas en delta.
 - R conectada en delta y X conectada en Y.
- 8-22 En la figura 8.19, calcule la corriente de línea si la frecuencia es de 50 Hz en lugar de 60 Hz.
- 8-23 En el problema 8-15, suponga que el motor está conectado en Y y que cada rama se puede representar mediante una resistencia R en serie con una reactancia inductiva X .
- Calcule los valores de R y X .
 - ¿Cuál es el ángulo de fase entre la corriente de línea y el voltaje correspondiente de línea a neutro?
- 8-24 Una planta industrial absorbe 600 kVA de una línea de 2.4 kV con un factor de potencia de 80 por ciento retrasado.
- ¿Cuál es la impedancia de línea a neutro de la planta?
 - Suponiendo que la planta se puede representar mediante un circuito equivalente similar al de la figura 8.18, determine los valores de la resistencia y la reactancia.
- 8-25 Dos vatímetros conectados a una línea trifásica de 3 conductores y 220 V indican 3.5 kW y 1.5 kW, respectivamente. Si la corriente de línea es de 16 A, calcule lo siguiente:
- La potencia aparente.
 - El factor de potencia de la carga.
- 8-26 Un motor eléctrico con un $\cos \theta$ de 82 por ciento absorbe una corriente de 25 A de una línea trifásica de 600 V.
- Calcule la potencia activa suministrada al motor.
 - Si la eficiencia del motor es de 85 por ciento, calcule la potencia mecánica que produce.
 - ¿Cuánta energía consume el motor en 3 horas?
- 8-27 Los vatímetros de la figura 8.30 registran +35 kW y -20 kW, respectivamente. Si la carga está balanceada, calcule lo siguiente:
- El factor de potencia de la carga.
 - La corriente de línea si el voltaje de línea es de 630 V.

Aplicación industrial

- 8-28 Un resistor de $20\ \Omega$ está conectado entre las líneas A y B de una línea trifásica de 480 V. Calcule las corrientes que fluyen en las líneas A, B y C, respectivamente.
- 8-29 Se conectan dos resistores de $30\ \Omega$ entre las fases AB y BC de una línea trifásica de 480 V. Calcule las corrientes que fluyen en las líneas A, B y C, respectivamente.
- 8-30 Se instala un calentador trifásico de 150 kW y 460 V en una caldera de agua caliente. ¿Qué potencia produce si el voltaje de línea es de 470 V?
- 8-31 Tres resistores de $5\ \Omega$ están conectados en Y a través de una línea trifásica de 480 V. Calcule la corriente que fluye en cada uno. Si se desconecta uno de los resistores, calcule la corriente que fluye en los dos restantes.
- 8-32 Se quita uno de los tres fusibles que protegen un calentador eléctrico trifásico de 200 kW y 600 V para reducir el calor producido por la caldera. ¿Qué potencia desarrolla el calentador en estas condiciones?
- 8-33 Una caldera de vapor trifásica de 450 kW y 575 V produce 1300 lb de vapor por hora. Estime la cantidad de vapor producido si el voltaje de línea es de 612 V.
- 8-34 Un motor de inducción TEFC de eficiencia premium de 40 hp, 460 V y 1180 r/min, fabricado por Baldor Electric Company, tiene una eficiencia a plena carga de 93.6% y un factor de potencia de 83%. Calcule lo siguiente:
- La potencia activa absorbida por el motor.
 - La potencia aparente absorbida por el motor.
 - La corriente de línea a plena carga.
- 8-35 Se utiliza un controlador Square D de $92 \times 24 \times 32$ pulg y 450 kg para propulsar un motor de jaula de ardilla trifásico de 1600 hp, 2400 V y 60 Hz.
- Suponiendo que el motor tiene una eficiencia y factor de potencia mínimos de 96% y 90%, respectivamente, calcule la corriente a plena carga suministrada por el controlador.
 - ¿Cuál es la potencia reactiva absorbida de la línea a plena carga?
 - ¿Cuál es el ángulo de fase entre el voltaje de línea a neutro y la corriente de línea?

CAPÍTULO 9

El transformador ideal

9.0 Introducción

El transformador es probablemente uno de los dispositivos eléctricos más útiles jamás inventados. Puede aumentar o disminuir el voltaje o corriente de un circuito de ca, puede aislar circuitos entre sí y puede incrementar o disminuir el valor aparente de un capacitor, un inductor o un resistor. Además, el transformador nos permite transmitir energía eléctrica a grandes distancias y distribuirla de manera segura en fábricas y hogares.

En este capítulo estudiaremos algunas de las propiedades básicas de los transformadores. Esto nos ayudará a entender no sólo los transformadores comerciales abordados en capítulos posteriores, sino también el principio básico de operación de los motores de inducción, alternadores y motores síncronos. Todos estos dispositivos están basados en las leyes de inducción electromagnética. Por consiguiente, instamos al lector a que preste una particular atención al tema aquí tratado.

9.1 Voltaje inducido en una bobina

Considere la bobina de la figura 9.1a, la cual rodea (o enlaza) un flujo variable Φ . El flujo alterna sinusoidalmente a una frecuencia f y alcanza periódicamente

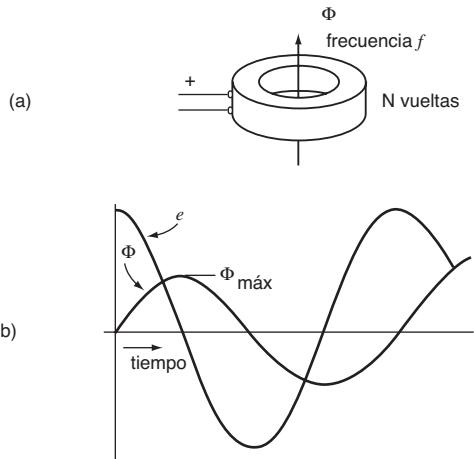


Figura 9.1

- Un voltaje es inducido en una bobina cuando enlaza un flujo variable.
- Un flujo senoidal induce un voltaje senoidal.

valores pico positivos y negativos $\Phi_{\text{máx}}$. El flujo alterno induce un voltaje de ca sinusoidal en la bobina, cuyo valor efectivo está dado por

$$E = 4.44 f N \Phi_{\text{máx}} \quad (9.1)$$

donde

$$E = \text{voltaje eficaz inducido [V]}$$

$$f = \text{frecuencia del flujo [Hz]}$$

$$N = \text{número de vueltas en la bobina}$$

$$\Phi_{\max} = \text{valor pico del flujo [Wb]}$$

$$4.44 = \text{una constante [valor exacto} = 2 \pi / \sqrt{2}]$$

No importa dónde se genere el flujo de ca: puede ser creado por un imán móvil, una bobina de ca cercana o incluso por una corriente alterna que fluye en la bobina misma.

La ecuación 9.1 se obtiene de la ecuación de la ley de Faraday $e = N \Delta\Phi/\Delta t$, en la que $\Delta\Phi/\Delta t$ es la velocidad de cambio del flujo y e es el voltaje inducido instantáneo. Por lo tanto, en la figura 9.1b, cuando el flujo se incrementa con el tiempo, la velocidad de cambio $\Delta\Phi/\Delta t$ es mayor que cero, por lo que el voltaje es positivo. A la inversa, cuando el flujo disminuye con el tiempo, la velocidad de cambio $\Delta\Phi/\Delta t$ es menor que cero; por consiguiente, el voltaje es negativo. Por último, cuando el flujo no aumenta ni disminuye (incluso durante un microsegundo), la velocidad de cambio $\Delta\Phi/\Delta t$ es cero, por lo que el voltaje es cero.

También surge esta pregunta: ¿Por qué utilizamos el flujo pico Φ_{\max} en lugar del valor RMS? La razón es que el flujo pico es proporcional a la densidad de flujo pico B_{\max} , la cual, en núcleos de hierro, determina el nivel de saturación.

Ejemplo 9-1

La bobina mostrada en la figura 9.1 posee 4000 vueltas y enlaza un flujo de ca con un valor pico de 2 mWb. Si la frecuencia es de 60 Hz, calcule el valor eficaz y la frecuencia del voltaje inducido E .

Solución

$$\begin{aligned} E &= 4.44 f N \Phi_{\max} \\ &= 4.44 \times 60 \times 4000 \times 0.002 \\ &= 2131 \text{ V} \end{aligned} \quad (9.1)$$

El voltaje inducido tiene un valor eficaz o RMS de 2131 V y una frecuencia de 60 Hz. El voltaje pico es de $2131 \sqrt{2} = 3014$ V.

9.2 Voltaje aplicado y voltaje inducido

La figura 9.2a muestra una bobina de N vueltas conectada a una fuente de ca sinusoidal E_g . La bobina tiene una reactancia X_m y absorbe una corriente I_m . Si la resistencia de la bobina es mínima, la corriente está dada por

$$I_m = E_g/X_m$$

Como en cualquier circuito inductivo, I_m está retrasado 90° respecto a E_g y Φ está en fase con la corriente (Fig. 9.2b).

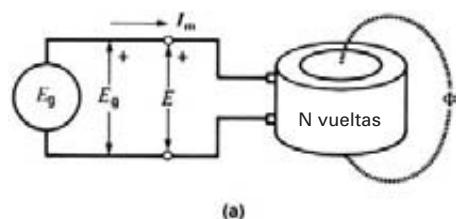
El comportamiento detallado del circuito se puede explicar como sigue:

La corriente sinusoidal I_m produce una fuerza magnetomotriz (fmm) sinusoidal NI_m , la que a su vez crea un flujo sinusoidal Φ . Por consiguiente, I_m se llama *corriente magnetizante*. El valor pico de este flujo de ca es Φ_{\max} . El flujo induce un voltaje eficaz E a través de las terminales de la bobina, cuyo valor está dado por la ecuación 9.1. Por otra parte, el voltaje aplicado E_g y el voltaje inducido E deben ser idénticos porque aparecen entre el mismo par de conductores. Como $E_g = E$, podemos escribir

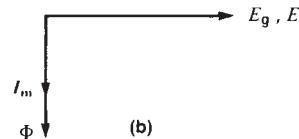
$$E_g = 4.44 f N \Phi_{\max}$$

con la cual obtenemos

$$\Phi_{\max} = \frac{E_g}{4.44 f N} \quad (9.2)$$



(a)

**Figura 9.2**

- El voltaje E inducido en una bobina es igual al voltaje aplicado E_g .
- Relaciones fasoriales entre E_g , E , I_m y Φ .

Esta ecuación muestra que con una frecuencia dada y un número dado de vueltas, Φ_{\max} varía en proporción al voltaje aplicado E_g . Esto significa que si E_g se mantiene constante, el flujo pico debe permanecer constante.

Por ejemplo, suponga que insertamos gradualmente un núcleo de hierro en la bobina mientras E_g se mantiene fijo (Fig. 9.3). El valor pico del flujo de ca permanecerá absolutamente constante durante esta operación, conservando su valor original Φ_{\max} , incluso cuando el núcleo esté completamente adentro de la bobina. De hecho, si el flujo se incrementara (como cabría esperar), el voltaje inducido E también se incrementaría. Pero esto es imposible porque $E = E_g$ en todo instante y, como dijimos, E_g se mantiene fijo.

Por lo tanto, con un voltaje de suministro E_g dado, el flujo de ca que se muestra en las figuras 9.2 y 9.3 es igual. Sin embargo, la corriente magnetizante I_m es mucho menor cuando el núcleo de hierro está en el interior de la bobina. De hecho, para producir el mismo flujo, se requiere una fuerza magnetomotriz más pequeña con un núcleo de hierro que con uno de aire. Por consiguiente, la corriente magnetizante que aparece en la figura 9.3 es mucho más pequeña que la que aparece en la figura 9.2.

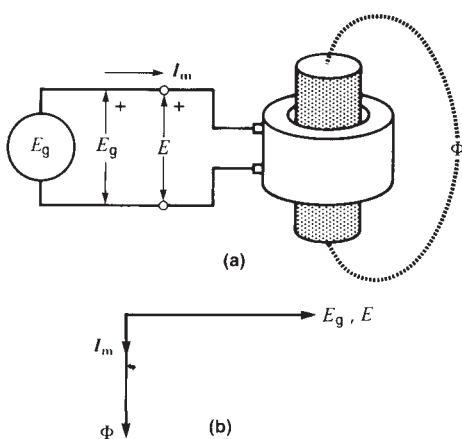


Figura 9.3

- El flujo en la bobina permanece constante en tanto E_g sea constante.
- Relaciones fasoriales.

Ejemplo 9-2

Una bobina de 90 vueltas está conectada a una fuente de 120 V y 60 Hz. Si el valor eficaz de la corriente magnetizante es de 4 A, calcule lo siguiente:

- El valor pico del flujo.
- El valor pico de la fmm.
- La reactancia inductiva de la bobina.
- La inductancia de la bobina.

Solución

- $$\begin{aligned}\Phi_{\max} &= E_g / (4.44 f N) \\ &= 120 / (4.44 \times 60 \times 90) \\ &= 0.005 = 5 \text{ mWb}\end{aligned}\quad (9.2)$$

- La corriente pico es

$$\begin{aligned}I_{m(\text{pico})} &= \sqrt{2} I = \sqrt{2} \times 4 \\ &= 5.66 \text{ A}\end{aligned}$$

La fmm pico U es

$$\begin{aligned}U &= NI_m = 90 \times 5.66 \\ &= 509.1 \text{ A}\end{aligned}$$

El flujo es igual a 5 mWb en el instante en que la fmm de la bobina es de 509.1 ampere-vueltas.

- La reactancia inductiva es

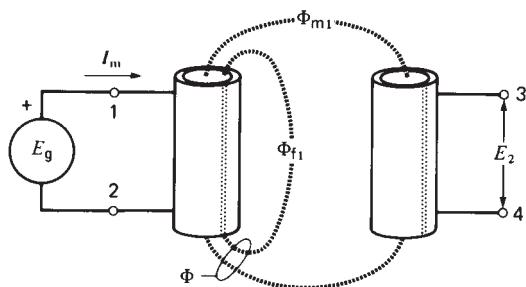
$$\begin{aligned}X_m &= E_g / I_m = 120 / 4 \\ &= 30 \Omega\end{aligned}$$

- La inductancia es

$$\begin{aligned}L &= X_m / 2\pi f \\ &= 30 / (2\pi \times 60) \\ &= 0.0796 \\ &= 79.6 \text{ mH}\end{aligned}\quad (2.10)$$

9.3 Transformador elemental

En la figura 9.4, una bobina que tiene un núcleo de aire es excitada por una fuente de ca E_g . La corriente resultante I_m produce un flujo total Φ , el cual se dispersa en el espacio alrededor de la bobina. Si acercamos una segunda bobina a la primera, rodeará una parte Φ_{m1} del flujo total. Como resultado, un voltaje de ca E_2 es inducido en la segunda bobina y su valor se puede medir con un voltímetro. La combinación de dos bobinas se llama *transformador*. La bobina conectada a la fuente se llama *devanado primario* (o *primario*) y la otra se llama *devanado secundario* (o *secundario*).

**Figura 9.4**

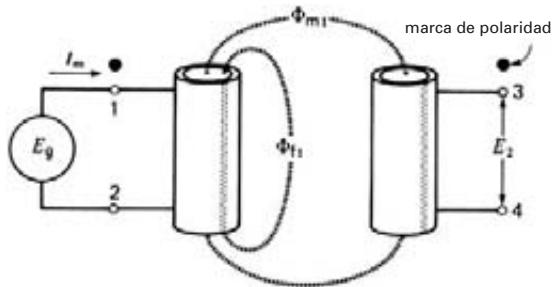
Voltaje inducido en un devanado secundario. El flujo mutuo es Φ_{m1} ; el flujo de dispersión es Φ_{f1} .

Existe un voltaje sólo entre las terminales primarias 1-2 y las secundarias 3-4, respectivamente. No existe voltaje entre la terminal primaria 1 y la secundaria 3. Por lo tanto, la secundaria está aislada de la primaria.

El flujo Φ creado por el primario se puede descomponer en dos partes: un *flujo mutuo* Φ_{m1} , el cual enlaza las vueltas de ambas bobinas, y un *flujo de dispersión* Φ_{f1} , el cual enlaza sólo las vueltas del primario. Si las bobinas están demasiado separadas, el flujo mutuo es muy pequeño comparado con el flujo total Φ ; en ese caso se dice que el *acoplamiento* entre las dos bobinas es débil. Podemos obtener un mejor acoplamiento (y un voltaje secundario E_2 más alto) acercando ambas bobinas. Sin embargo, aunque acerquemos el secundario al primario para que las dos bobinas se toquen, el flujo mutuo seguirá siendo reducido comparado con el flujo total Φ . Cuando el acoplamiento es débil, el voltaje E_2 es relativamente bajo y, peor aún, se colapsa casi por completo cuando se conecta una carga a través de las terminales secundarias. En la mayoría de los transformadores industriales, los devanados primario y secundario están enrollados uno encima del otro para mejorar el acoplamiento entre ellos.

9.4 Polaridad de un transformador

En la figura 9.4 los fluxos Φ_{f1} y Φ_{m1} son producidos por una corriente magnetizante I_m . Por consiguiente, los fluxos están en fase y ambos alcanzan sus valores pico en el mismo instante. También pasan por cero en el mismo instante. En consecuencia, el voltaje E_2 alcanzará su valor pico en el mismo instante que E_g . Supongamos que durante uno de estos momentos pico, la terminal primaria 1 es positiva con respecto a la terminal primaria 2 y que la terminal secundaria 3 es positiva

**Figura 9.5**

Las terminales que tienen la misma polaridad instantánea están marcadas con un punto.

con respecto a la terminal secundaria 4 (Fig. 9.5). Se dice entonces que las terminales 1 y 3 poseen la misma *polaridad*. Esta semejanza se puede demostrar colocando un punto grande junto a la terminal primaria 1 y otro junto a la terminal secundaria 3. Los puntos reciben el nombre de *marcas de polaridad*.

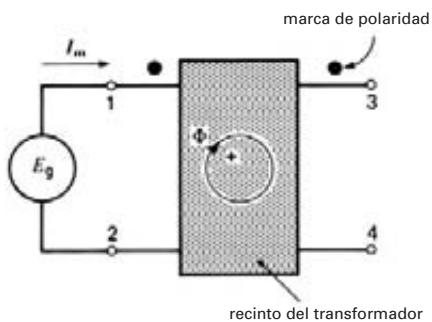
Las marcas de polaridad que se muestran en la figura 9.5 bien podrían ser colocadas junto a las terminales 2 y 4 porque, como el voltaje alterna, ellas también llegan a ser simultáneamente positivas cada medio ciclo. Por consiguiente, las marcas de polaridad pueden ser colocadas junto a las terminales 1 y 3 o junto a las terminales 2 y 4.

9.5 Propiedades de las marcas de polaridad

Por lo general, un transformador se instala dentro de un recinto metálico; de este modo, sólo las terminales primarias y secundarias están accesibles, junto con sus marcas de polaridad. Pero aun cuando el transformador puede no estar visible, siempre se aplican las siguientes reglas a las marcas de polaridad:

1. Una corriente que entra a una terminal con marca de polaridad produce una fmm que actúa en una dirección “positiva”. Como resultado, produce un flujo en la dirección “positiva”* (Fig. 9.6). A la inversa, una corriente que sale de una terminal con marca de polaridad produce

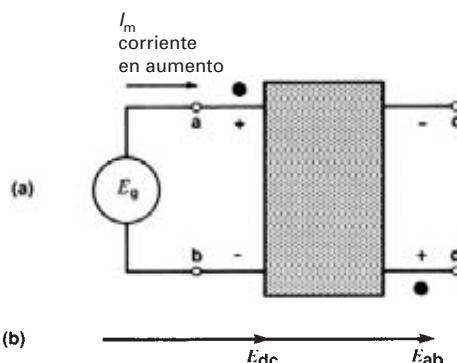
* Las palabras “positivo” y “negativo” se muestran entre comillas porque rara vez se puede observar el interior de un transformador para ver en qué dirección circula realmente el flujo.

**Figura 9.6**

Una corriente que entra a una terminal con marca de polaridad produce un flujo en una dirección “positiva”.

una fmm y un flujo en la dirección “negativa”. Así pues, las corrientes que respectivamente entran y salen de terminales con marca de polaridad de dos bobinas producen fuerzas magneto-motrices que se contrarrestan entre sí.

- Si una terminal con marca de polaridad es momentáneamente positiva, entonces la otra terminal con marca de polaridad es momentáneamente positiva (cada una con respecto a su otra terminal). Esta regla nos permite relacionar el voltaje fasorial del lado del secundario con el voltaje fasorial del lado del primario. Por ejemplo, en la figura 9.7, el fasor E_{dc} está en fase con el fasor E_{ab} .

**Figura 9.7**

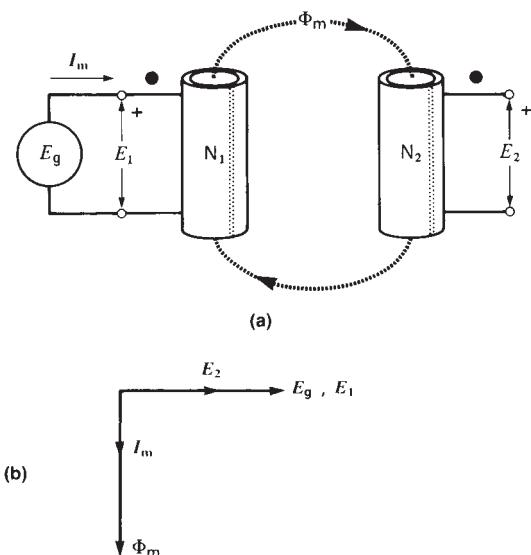
- Polaridades instantáneas cuando la corriente magnetizante se está incrementando.
- Relación fasorial.

9.6 Transformador ideal sin carga; relación de voltaje

Antes de abordar el estudio de transformadores comerciales prácticos, debemos examinar las propiedades de los llamados *transformadores ideales*. Por definición, un transformador ideal no experimenta pérdidas y su núcleo es infinitamente permeable. Además, cualquier flujo producido por el primario está completamente enlazado por el secundario, y viceversa. Por consiguiente, un transformador ideal no tiene flujo de dispersión.

Los transformadores prácticos tienen propiedades que se aproximan a las de un transformador ideal. Por consiguiente, el estudio del transformador ideal nos ayudará a entender las propiedades de los transformadores en general.

La figura 9.8a muestra un transformador ideal en el que el primario y secundario poseen N_1 y N_2 vueltas, respectivamente. El primario está conectado a una fuente sinusoidal E_g y la corriente magnetizante I_m crea un flujo Φ_m . El flujo está enlazado completamente por los devanados primario y secundario, por lo que es un *flujo mutuo*. El flujo varía sinusoidalmente, y alcanza un valor pico $\Phi_{máx}$. De acuerdo con la ecuación 9.1, podemos escribir

**Figura 9.8**

- Transformador ideal sin carga. El primario y el secundario están enlazados por un flujo mutuo.
- Relaciones fasoriales sin carga.

$$E_1 = 4.44 fN_1 \Phi_{\text{máx}} \quad (9.3)$$

y

$$E_2 = 4.44 fN_2 \Phi_{\text{máx}} \quad (9.4)$$

A partir de estas ecuaciones, deducimos la expresión para la *relación de voltaje y relación de vueltas a* de un transformador ideal:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = a \quad (9.5)$$

donde

E_1 = voltaje inducido en el primario [V]

E_2 = voltaje inducido en el secundario [V]

N_1 = número de vueltas en el primario

N_2 = número de vueltas en el secundario

a = relación de vueltas

Esta ecuación muestra que la relación de los voltajes primario y secundario es igual a la relación del número de vueltas. Además, como los voltajes primario y secundario son inducidos por el mismo flujo mutuo Φ_m , están necesariamente en fase.

El diagrama fasorial sin carga se da en la figura 9.8b. El fasor E_2 está en fase con el fasor E_1 (y no a 180° fuera de fase), como lo indican las marcas de polaridad. Si el transformador tiene menos vueltas en el secundario que en el primario, el fasor E_2 es más corto que el E_1 . Como en cualquier inductor, la corriente I_m se retrasa 90° con respecto al voltaje aplicado E_g . El fasor que representa el flujo Φ_m está obviamente en fase con la corriente magnetizante I_m que lo produce.

Sin embargo, como éste es un transformador *ideal*, el circuito magnético es infinitamente permeable y por lo tanto no se requiere corriente magnetizante para producir el flujo Φ_m . Así pues, en condiciones sin carga, el diagrama fasorial de este transformador es idéntico a la figura 9.8b, excepto que el fasor I_m es infinitamente pequeño.

Ejemplo 9-3

Un transformador casi ideal que tiene 90 vueltas en el primario y 2250 en el secundario está conectado a una fuente de 120 V y 60 Hz. El acoplamiento entre el primario y el secundario es perfecto, pero la corriente magnetizante es de 4 A.

Calcule

- El voltaje efectivo a través de las terminales del secundario.
- El voltaje pico a través de las terminales del secundario.
- El voltaje instantáneo a través del secundario cuando el voltaje instantáneo a través del primario es de 37 V.

Solución

- La relación de vueltas es

$$\begin{aligned} N_2/N_1 &= 2250/90 \\ &= 25 \end{aligned} \quad (9.5)$$

Por lo tanto, el voltaje a través del secundario es 25 veces mayor que el voltaje a través del primario porque el secundario tiene 25 veces más vueltas. Por consiguiente:

$$\begin{aligned} E_2 &= 25 \times E_1 = 25 \times 120 \\ &= 3000 \text{ V} \end{aligned}$$

En lugar de razonar como antes, podemos aplicar la ecuación 9.5:

$$\begin{aligned} E_1/E_2 &= N_1/N_2 \\ 120/E_2 &= 90/2250 \text{ V} \end{aligned}$$

la que de nuevo da $E_2 = 3000$ V

- El voltaje varía sinusoidalmente; por consiguiente, el voltaje secundario pico es

$$\begin{aligned} E_{2(\text{pico})} &= \sqrt{2}E = \sqrt{2} \times 3000 \\ &= 4242 \text{ V} \end{aligned}$$

- El voltaje a través del secundario es 25 veces mayor que E_1 en todo *instante*. Por lo tanto, cuando $e_1 = 37$ V,

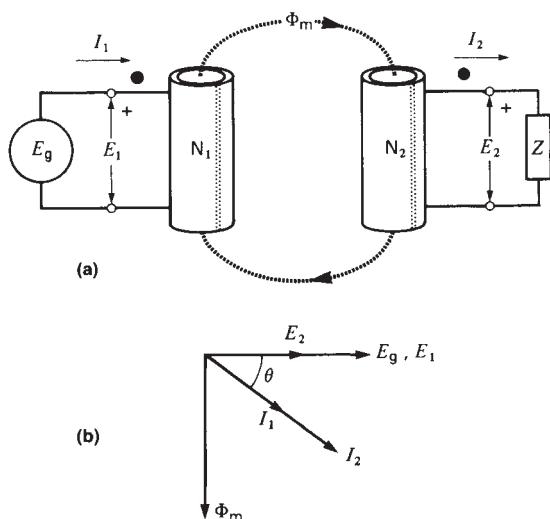
$$e_2 = 25 \times 37 = 925 \text{ V}$$

9.7 Transformador ideal bajo carga; relación de corriente

Continuando con nuestro análisis, conectemos una carga Z a través del secundario del transformador ideal (Fig. 9.9). Una corriente I_2 fluirá de inmediato a través del secundario, dada por

$$I_2 = E_2/Z$$

¿Cambia E_2 cuando conectamos la carga? Para responder esta pregunta, hay que recordar dos hechos. En primer lugar, en un transformador ideal los devanados primario y secundario están enlazados por un flujo

**Figura 9.9**

- a. Transformador ideal bajo carga. El flujo mutuo no cambia.
 b. Relaciones fasoriales bajo carga.

mutuo Φ_m , y por ningún otro flujo. En otras palabras, un transformador ideal, por definición, no tiene flujo de dispersión. Por consiguiente, la relación de voltaje bajo carga es la misma que sin carga, es decir:

$$E_1/E_2 = N_1/N_2$$

En segundo lugar, si el voltaje de suministro E_g se mantiene fijo, entonces el voltaje inducido en el primario E_1 permanece fijo. Por consiguiente, el flujo mutuo Φ_m también permanece fijo. Deducimos que E_2 también permanece fijo. Así, concluimos que E_2 permanece fijo ya sea que la carga esté o no conectada.

Examinemos ahora las fuerzas magnetomotoricas creadas por los devanados primario y secundario. En primer lugar, la corriente I_2 produce una fmm en el secundario $N_2 I_2$. Si actuara sola, esta fmm produciría un profundo cambio en el flujo mutuo Φ_m . Pero acabamos de ver que Φ_m no cambia bajo carga. Concluimos que el flujo Φ_m sólo puede permanecer fijo si el primario desarrolla una fmm que contrarresta con exactitud a $N_2 I_2$ en todo momento. Por lo tanto, en el primario debe fluir una corriente I_1 para que

$$N_1 I_1 = N_2 I_2 \quad (9.6)$$

Para obtener el efecto compensador requerido en todo instante, las corrientes I_1 e I_2 deben aumentar y dis-

minuir al mismo tiempo. Por lo tanto, cuando I_2 pasa por cero, I_1 también lo hace, y cuando I_2 es máxima (+) I_1 también lo es. En otras palabras, las corrientes deben estar en fase. Además, para producir el efecto compensador, cuando I_1 fluye hacia una marca de polaridad del lado del primario, I_2 debe *salir de* la marca de polaridad del lado del secundario (vea la figura 9.9a).

Con base en estos hechos, ahora podemos trazar el diagrama fasorial de un transformador ideal bajo carga (Fig. 9.9b). Suponiendo una carga resistivo-inductiva, la corriente I_2 se retrasa un ángulo θ con respecto a E_2 . El flujo Φ_m se retrasa 90° con respecto a E_g , pero no se requiere una corriente magnetizante I_m para producir este flujo porque el transformador es ideal. Por último, las corrientes a través del primario y el secundario están en fase. De acuerdo con la ecuación 9.6, están relacionadas por la ecuación

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{a} \quad (9.7)$$

donde

I_1 = corriente a través del primario [A]

I_2 = corriente a través del secundario [A]

N_1 = número de vueltas en el primario

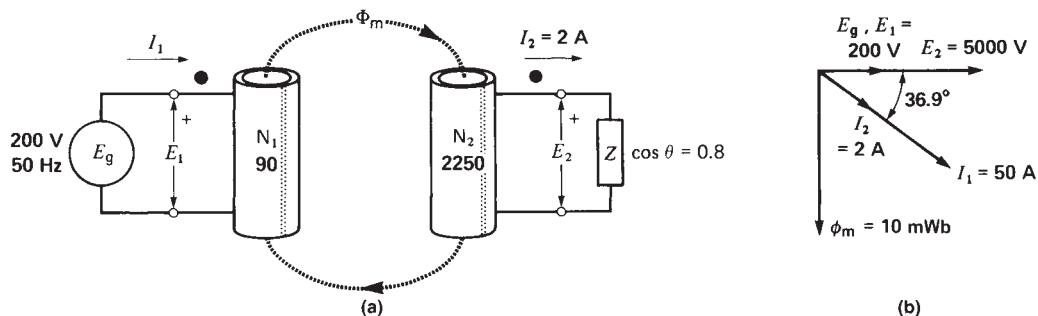
N_2 = número de vueltas en el secundario

a = relación de vueltas

Comparando la ecuación 9.5 con la 9.7, vemos que la relación de corriente a través del transformador es el inverso de la relación de voltaje. De hecho, lo que ganamos en voltaje, lo perdemos en corriente y viceversa. Esto concuerda con el requerimiento de que la entrada de potencia aparente $E_1 I_1$ al primario debe ser igual a la salida de potencia aparente $E_2 I_2$ del secundario. Si las entradas y salidas de potencia no fueran idénticas, el transformador absorbería potencia. Por definición, esto es imposible en un transformador ideal.

Ejemplo 9-4

Un transformador ideal que tiene 90 vueltas en el primario y 2250 en el secundario está conectado a una fuente de 200 V y 50 Hz. La carga a través del secundario absorbe una corriente de 2 A con un factor de potencia de 80 por ciento retrasado (Fig. 9.10a).

**Figura 9.10**

- Vea el ejemplo 9-4.
- Relaciones fasoriales.

Calcule

- El valor efectivo de la corriente a través del primario.
- La corriente instantánea en el primario cuando la corriente instantánea en el secundario es de 100 mA.
- El flujo pico enlazado por el devanado secundario.
- Trace el diagrama fasorial.

Solución

- La relación de vueltas es

$$\begin{aligned} a &= N_1/N_2 = 90/2250 \\ &= 1/25 \end{aligned}$$

Por lo tanto, la relación de corriente es 25, y como el primario tiene menos vueltas, la corriente en el primario es 25 veces mayor que la corriente en el secundario. Por consiguiente,

$$I_1 = 25 \times 2 = 50 \text{ A}$$

En lugar de razonar como antes, calculamos la corriente por medio de la ecuación 9.6.

$$\begin{aligned} N_1 I_1 &= N_2 I_2 \\ 90 I_1 &= 2250 \times 2 \\ I_1 &= 50 \text{ A} \end{aligned}$$

- La corriente instantánea en el primario *siempre* es 25 veces mayor que la corriente

instantánea en el secundario. Así, cuando $I_2 = 100 \text{ mA}$, I_1 es

$$\begin{aligned} I_1 \text{ instantánea} &= 25 I_2 \text{ instantánea} \\ &= 25 \times 0.1 \\ &= 2.5 \text{ A} \end{aligned}$$

- En un transformador ideal, el flujo que enlaza el secundario es igual al que enlaza el primario. El flujo pico en el secundario es

$$\begin{aligned} \Phi_{\max} &= E_g / (4.44 f N_1) \\ &= 200 / (4.44 \times 50 \times 90) \\ &= 0.01 \\ &= 10 \text{ mWb} \end{aligned}$$

- Para trazar el diagrama fasorial, razonamos como sigue. El voltaje en el secundario es

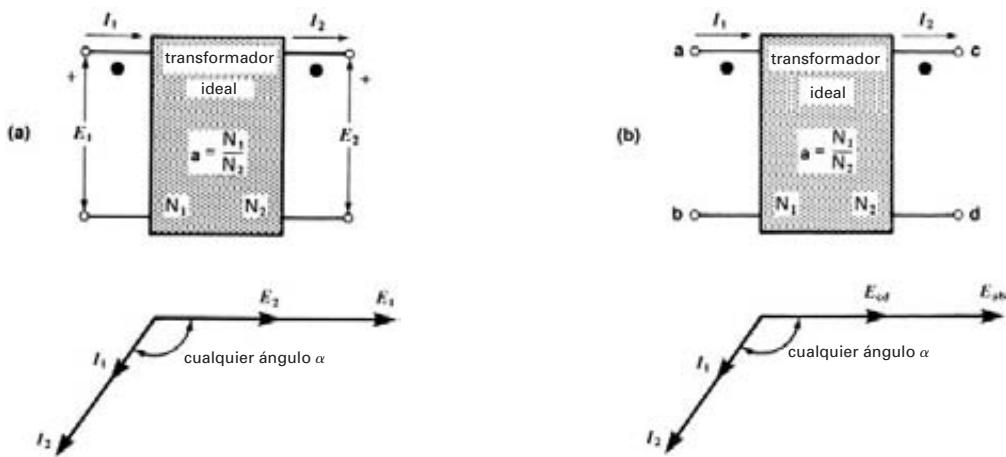
$$\begin{aligned} E_2 &= 25 \times E_1 = 25 \times 200 \\ &= 5000 \text{ V} \end{aligned}$$

E_2 está en fase con E_1 indicado por las marcas de polaridad. Por la misma razón, I_1 está en fase con I_2 . El ángulo de fase entre E_2 e I_2 es

$$\text{factor de potencia} = \cos \theta$$

$$0.8 = \cos \theta$$

$$\theta = 36.9^\circ$$

**Figura 9.11**

- a. Símbolo de un transformador ideal y diagrama fasorial con notación de signos.
 b. Símbolo de un transformador ideal y diagrama fasorial con notación de doble subíndice.

El ángulo de fase entre E_1 e I_1 también es de 36.9° .

El flujo mutuo está retrasado 90° con respecto a E_g (Fig. 9.10b).

9.8 Símbolo de circuito para un transformador ideal

Para resaltar las características esenciales de un transformador ideal, es mejor trazarlo en forma simbólica. Por lo tanto, en lugar de trazar los devanados primario y secundario y el flujo mutuo Φ_m , simplemente mostramos una caja con terminales primarias y secundarias (Fig. 9.11). Agregamos marcas de polaridad que nos permiten indicar la dirección del flujo de corriente, así como las polaridades de los voltajes E_1 y E_2 . Por ejemplo, una corriente I_1 que fluye hacia una terminal con marca de polaridad *siempre* va acompañada por una corriente I_2 que sale de la otra terminal con marca de polaridad. Por consiguiente, I_1 e I_2 siempre están en fase.

Además, si la relación de transformación $N_1/N_2 = a$, obtenemos

$$E_1 = aE_2$$

e

$$I_1 = I_2/a$$

En un transformador ideal, y sobre todo de acuerdo con la figura 9.11a, E_1 y E_2 *siempre* están en fase, y por lo tanto también I_1 e I_2 .*

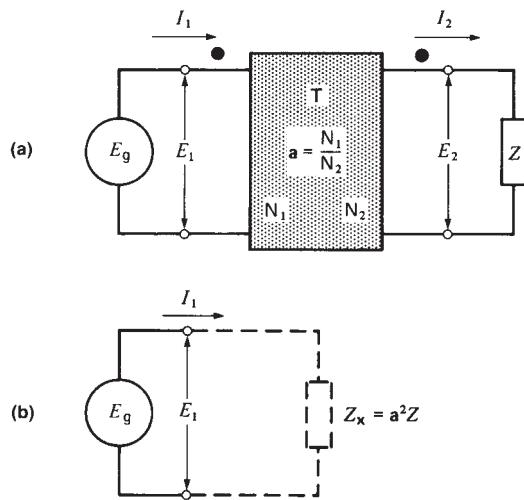
Si se utiliza la notación de doble subíndice (Fig. 9.11b), E_{ab} y E_{cd} *siempre* están en fase y también I_1 e I_2 .

El ángulo α depende de la naturaleza de la carga (que en ocasiones puede ser una fuente) conectada al secundario.

9.9 Relación de impedancia

Aunque por lo general un transformador se utiliza para transformar un voltaje o corriente, también tiene la importante capacidad de transformar una impedancia. Considere, por ejemplo, la figura 9.12a en la que un transformador ideal T está conectado entre una fuente E_g y una carga Z . La relación de transformación es a , por lo que podemos escribir

* Algunos textos muestran los voltajes y corrientes respectivos desfasados 180° . Esta situación depende de cómo se describe el comportamiento del transformador o de cómo se asignan las polaridades del voltaje y las direcciones de las corrientes. Con la metodología adoptada en este libro, nunca existen dudas sobre cómo se deberán trazar los fasores.

**Figura 9.12**

- a. Transformación de impedancia por medio de un transformador.
 b. La impedancia experimentada por la fuente difiere de Z .

$$\frac{E_1}{E_2} = a$$

e

$$\frac{I_1}{I_2} = 1/a$$

Por lo que se refiere a la fuente, experimenta una impedancia Z_x entre las terminales del primario dada por:

$$Z_x = E_1/I_1$$

Por otra parte, el secundario experimenta una impedancia Z dada por

$$Z = E_2/I_2$$

Sin embargo, podemos expresar Z_x de otra manera:

$$Z_x = \frac{E_1}{I_1} = \frac{aE_2}{I_2/a} = \frac{a^2E_2}{I_2} = a^2Z$$

Por consiguiente,

$$Z_x = a^2Z \quad (9.8)$$

Esto significa que la impedancia experimentada por la fuente es a^2 veces la impedancia real (Fig. 9.12b). Por lo tanto, un transformador ideal tiene la asombrosa capacidad de incrementar o disminuir el valor de una impedancia. De hecho, la impedancia a través de las terminales del primario es idéntica a la impedancia a través

de las terminales del secundario multiplicada por el cuadrado de la relación de vueltas.

La transformación de la impedancia es real y no ilusoria como la imagen producida por una lupa. Un transformador ideal puede modificar el valor de cualquier componente, sea un resistor, capacitor o inductor. Por ejemplo, si se coloca un resistor de $1000\ \Omega$ a través del secundario de un transformador cuya relación de vueltas de primario a secundario es de 1:5, aparecerá a través del primario como si tuviera una resistencia de $1000 \times (1/5)^2 = 40\ \Omega$. Asimismo, si se conecta al secundario un capacitor cuya reactancia es de $1000\ \Omega$, aparece como un capacitor de $40\ \Omega$ a través del primario. Sin embargo, como la reactancia de un capacitor es inversamente proporcional a su capacitancia ($X_c = 1/2\pi f/C$), la capacitancia aparente entre las terminales del primario es 25 veces mayor que su valor real. Por lo tanto, podemos incrementar (o disminuir) artificialmente el valor en microfaradios de un capacitor mediante un transformador.

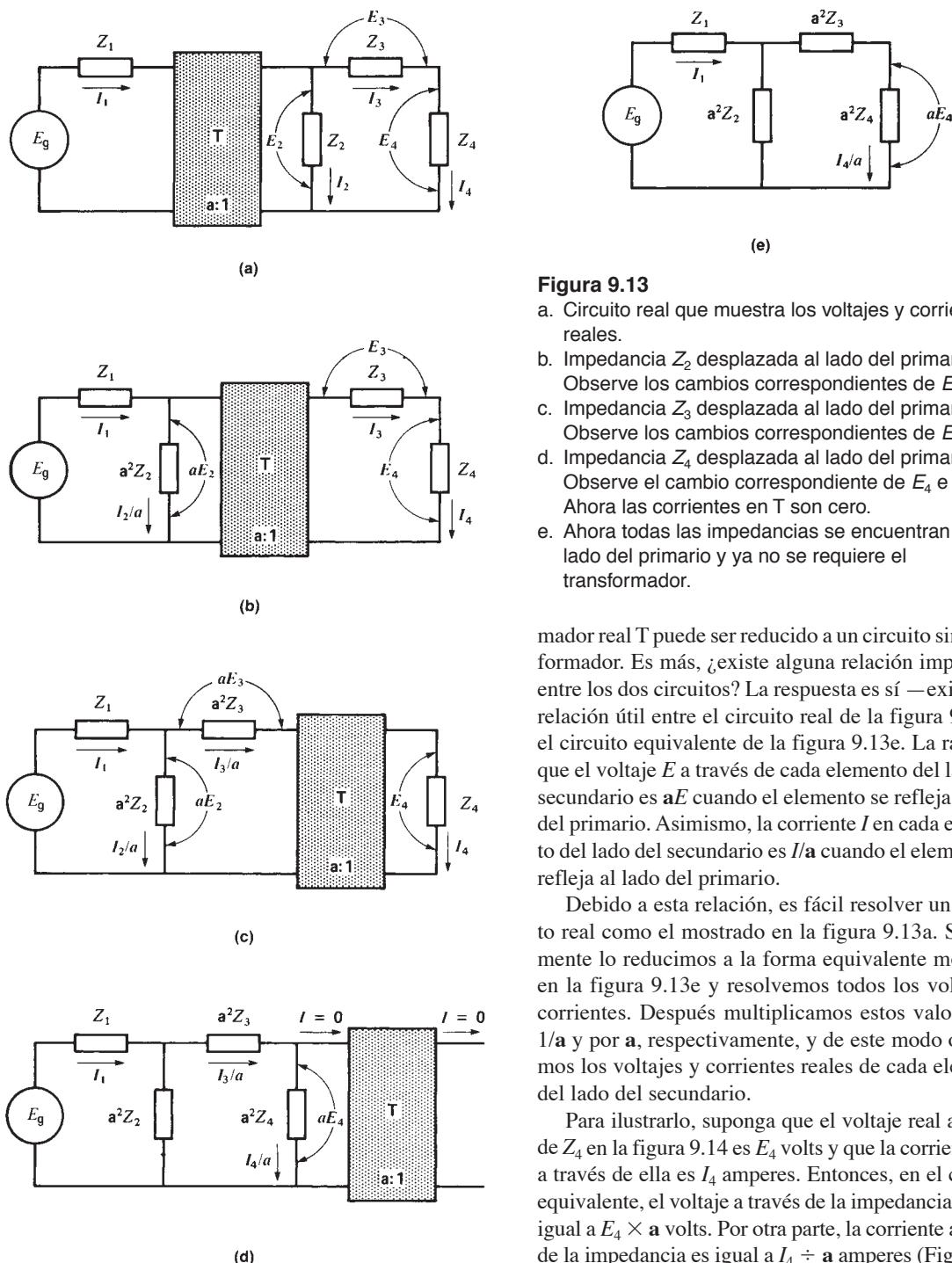
9.10 Reflexión de las impedancias del secundario al primario y viceversa

Como un ejemplo adicional de las propiedades cambiantes de la impedancia de un transformador ideal, considere el circuito de la figura 9.13a. Se compone de una fuente E_g , un transformador T y cuatro impedancias Z_1 a Z_4 . El transformador tiene una relación de vueltas a .

Podemos reflejar progresivamente las impedancias del secundario al primario, como se muestra en las figuras 9.13b a 9.13e. Conforme las impedancias se reflejan de esta manera, la configuración del circuito no cambia, pero los valores de la impedancia reflejadas se multiplican por a^2 .

Si todas las impedancias se reflejan al lado del primario, el transformador ideal termina en el extremo derecho del circuito (Fig. 9.13d). En esta posición, el secundario del transformador está en circuito abierto. Por consiguiente, tanto las corrientes a través del primario como del secundario son cero. Así, podemos eliminar el transformador ideal, con lo cual obtenemos el circuito equivalente mostrado en la figura 9.13e.

Al comparar las figuras 9.13a y 9.13e, surge la pregunta de cómo un circuito que contiene un transfor-

**Figura 9.13**

- Circuito real que muestra los voltajes y corrientes reales.
- Impedancia Z_2 desplazada al lado del primario. Observe los cambios correspondientes de E_2 e I_2 .
- Impedancia Z_3 desplazada al lado del primario. Observe los cambios correspondientes de E_3 e I_3 .
- Impedancia Z_4 desplazada al lado del primario. Observe el cambio correspondiente de E_4 e I_4 . Ahora las corrientes en T son cero.
- Ahora todas las impedancias se encuentran del lado del primario y ya no se requiere el transformador.

mador real T puede ser reducido a un circuito sin transformador. Es más, ¿existe alguna relación importante entre los dos circuitos? La respuesta es sí —existe una relación útil entre el circuito real de la figura 9.13a y el circuito equivalente de la figura 9.13e. La razón es que el voltaje E a través de cada elemento del lado del secundario es aE cuando el elemento se refleja al lado del primario. Asimismo, la corriente I en cada elemento del lado del secundario es I/a cuando el elemento se refleja al lado del primario.

Debido a esta relación, es fácil resolver un circuito real como el mostrado en la figura 9.13a. Simplemente lo reducimos a la forma equivalente mostrada en la figura 9.13e y resolvemos todos los voltajes y corrientes. Despues multiplicamos estos valores por $1/a$ y por a , respectivamente, y de este modo obtenemos los voltajes y corrientes reales de cada elemento del lado del secundario.

Para ilustrarlo, suponga que el voltaje real a través de Z_4 en la figura 9.14 es E_4 volts y que la corriente real a través de ella es I_4 amperes. Entonces, en el circuito equivalente, el voltaje a través de la impedancia a^2Z_4 es igual a $E_4 \times a$ volts. Por otra parte, la corriente a través de la impedancia es igual a I_4 / a amperes (Fig. 9.15).

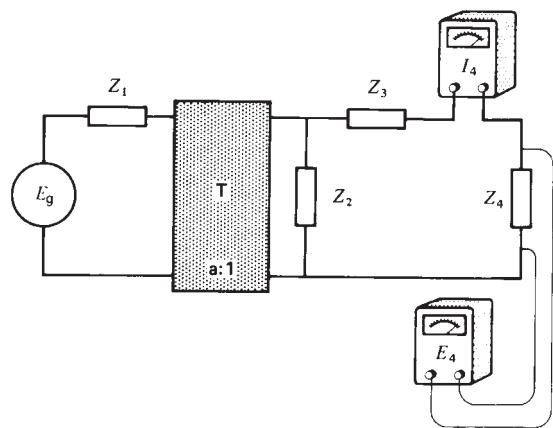


Figura 9.14
Voltaje y corriente reales en la impedancia Z_4 .

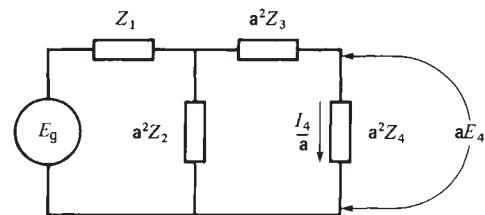
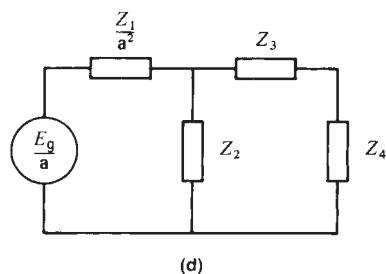
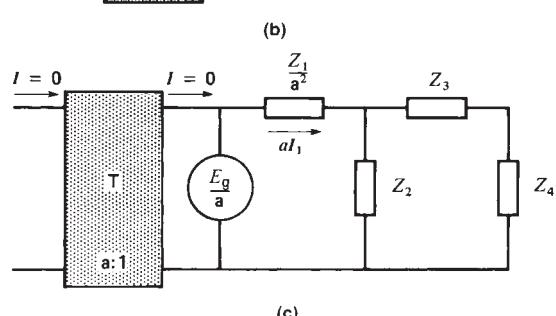
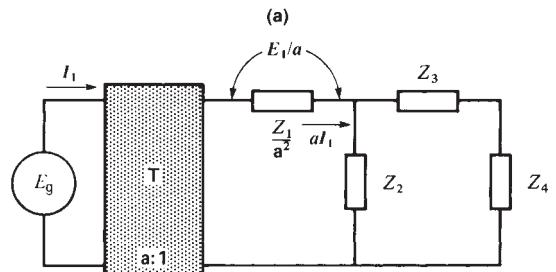
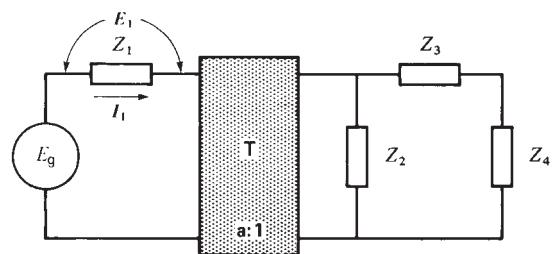


Figura 9.15
Voltaje y corriente equivalentes en Z_4 .

En otras palabras, siempre que una impedancia se transfiere al lado del primario, el voltaje real a través de la impedancia se incrementa por un factor a , mientras que la corriente real disminuye por el factor a .

En general, siempre que una impedancia se transfiere de un lado del transformador al otro, el voltaje real a través de él cambia en proporción a la relación de vueltas. Si la impedancia se transfiere al lado donde el voltaje del transformador es más alto, el voltaje a través de la impedancia transferida también será más alto. Por el contrario, si la impedancia se transfiere al lado donde el voltaje del transformador es más bajo, el voltaje a través de la impedancia transferida será más bajo que el voltaje real —nuevamente, desde luego, en proporción a la relación de vueltas.

En algunos casos es útil desplazar impedancias en sentido opuesto, es decir, del lado del primario al lado del secundario (Fig. 9.16a). El procedimiento es el mismo, pero ahora todas las impedancias transferidas de esta manera se dividen entre a^2 (Fig. 9.16b). Inclu-



- Figura 9.16**
- Círculo real que muestra los voltajes y corrientes reales del lado del primario.
 - La impedancia Z_1 se transfiere al lado del secundario. Observe el cambio correspondiente en E_1 e I_1 .
 - La fuente se transfiere al lado del secundario. Observe el cambio correspondiente de E_g . Observe también que las corrientes en T son cero.
 - Todas las impedancias e incluso la fuente se encuentran ahora del lado del secundario, y el transformador ya no se requiere porque sus corrientes son cero.

so podemos desplazar la fuente E_g al lado del secundario, donde se transforma en una fuente de voltaje E_g/a . El transformador ideal ahora se localiza en el extremo izquierdo del circuito (Fig. 9.16c). En esta posición el primario del transformador se encuentra en una situación de circuito abierto. Por consiguiente, tanto las corrientes en el primario como en el secundario son cero. Como antes, podemos eliminar el transformador, lo que nos deja el circuito equivalente de la figura 9.16d.

Ejemplo 9-5

Calcule el voltaje E y la corriente I en el circuito de la figura 9.17, sabiendo que el transformador ideal T tiene una relación de vueltas del primario al secundario de 1:100.

Solución

La forma más fácil de resolver este problema es desplazar todas las impedancias al lado del primario del transformador. Como el primario tiene 100 veces menos vueltas que el secundario, los valores de impedancia se dividen entre 100^2 o 10 000. El voltaje E se vuelve $E/100$, pero la corriente I no cambia porque ya está en el lado del primario (Fig. 9.18).

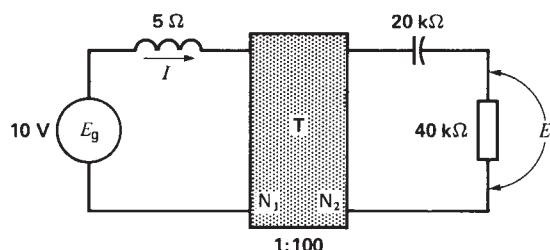


Figura 9.17

Vea el ejemplo 9-5.

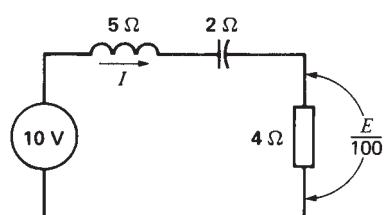


Figura 9.18

Circuito equivalente al de la figura 9.17.

La impedancia del circuito de la figura 9.18 es

$$\begin{aligned} Z &= \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \\ &= \sqrt{4^2 + (5 - 2)^2} \\ &= \sqrt{16 + 9} \\ &= 5 \Omega \end{aligned} \quad (2.17)$$

La corriente en el circuito es

$$I = E/Z = 10/5 = 2 \text{ A}$$

El voltaje a través del resistor es

$$E/100 = IR = 2 \times 4 = 8 \text{ V}$$

Por lo tanto, el voltaje real E es,

$$E = 8 \times 100 = 800 \text{ V}$$

Preguntas y problemas

- 9-1 La bobina de la figura 9.2a tiene 500 vueltas y una reactancia de 60Ω , pero una resistencia mínima. Si está conectada a una fuente E_g de 120 V y 60 Hz, calcule lo siguiente:
 - a. El valor efectivo de la corriente magnética I_m .
 - b. El valor pico de I_m .
 - c. El valor pico y la fmm producida por la bobina.
 - d. El flujo pico Φ_{\max} .
- 9-2 En el problema 9-1, si el voltaje E_g se reduce a 40 V, calcule la nueva fmm desarrollada por la bobina y el flujo pico Φ_{\max} .
- 9-3 ¿Qué significa *flujo mutuo*? ¿Y *flujo de dispersión*?
- 9-4 El transformador ideal de la figura 9.9 tiene 500 vueltas en el primario y 300 en el secundario. La fuente produce un voltaje E_g de 600 V y la carga Z es una resistencia de 12Ω . Calcule lo siguiente:
 - a. El voltaje E_2 .
 - b. La corriente I_2 .
 - c. La corriente I_1 .
 - d. La potencia suministrada al primario [W].
 - e. La salida de potencia del secundario [W].
- 9-5 En el problema 9-4, ¿cuál es la impedancia experimentada por la fuente E_g ?

- 9-6 En la figura 9.17, calcule el voltaje a través del capacitor y la corriente que fluye por él.

Aplicación industrial

- 9-7 La placa de identificación de un transformador de 50 kVA indica un voltaje de 480 V en el primario y de 120 V en el secundario. Deseamos determinar el número aproximado de vueltas en los devanados primario y secundario. Con esta finalidad, se arrollan tres vueltas de alambre en el devanado externo y se conecta un voltímetro a través de esta bobina de tres vueltas. Luego se aplica un voltaje de 76 V al devanado de 120 V, y resulta que el voltaje a través del devanado de tres vueltas es de 0.93 V. ¿Cuántas vueltas hay en los devanados de 480 V y 120 V (aproximadamente)?
- 9-8 Una bobina con un núcleo de aire tiene una resistencia de 14.7Ω . Cuando se conecta a una fuente de ca de 42 V y 60 Hz, absorbe una corriente de 1.24 A. Calcule lo siguiente:
- La impedancia de la bobina.
 - La reactancia de la bobina y su inductancia.
 - El ángulo de fase entre el voltaje aplicado (42 V) y la corriente (1.24 A).

- 9-9 Dos bobinas están dispuestas como se muestra en la figura 9.4. Sus respectivas resistencias son pequeñas y pueden ser ignoradas. La bobina con las terminales 1-2 tiene 320 vueltas, mientras que la bobina con las terminales 3-4 tiene 160. Resulta que cuando se aplica un voltaje de 56 V y 60 Hz a las terminales 1-2, el voltaje a través de las terminales 3, 4 es de 22 V. Calcule los valores pico de ϕ , ϕ_{fl} y ϕ_{m1} .
- 9-10 Tenemos un capacitor de papel de $40 \mu\text{F}$ y 600 V, pero necesitamos uno de aproximadamente $300 \mu\text{F}$. Se propone utilizar un transformador para modificar el capacitor de $40 \mu\text{F}$ de modo que parezca de $300 \mu\text{F}$. Tenemos las siguientes relaciones de transformador: 120 V/330 V; 60 V/450 V; 480 V/150 V. ¿Cuál transformador es el más apropiado y cuál es el valor reflejado de la capacitancia de $40 \mu\text{F}$? ¿A qué lado del transformador debemos conectar el capacitor de $40 \mu\text{F}$?

CAPÍTULO 10

Transformadores prácticos

10.0 Introducción

En el capítulo 9 estudiamos el transformador ideal y descubrimos sus propiedades básicas. Sin embargo, en el mundo real los transformadores no son ideales, por lo que debemos modificar nuestro análisis simple para tener esto en cuenta. Así pues, los devanados de transformadores prácticos tienen resistencia y los núcleos no son infinitamente permeables. Además, el flujo producido por el primario no es capturado completamente por el secundario. En consecuencia, debemos tomar en cuenta el flujo de dispersión. Por último, los núcleos de hierro producen corrientes parásitas y pérdidas por histéresis, mismas que elevan la temperatura del transformador.

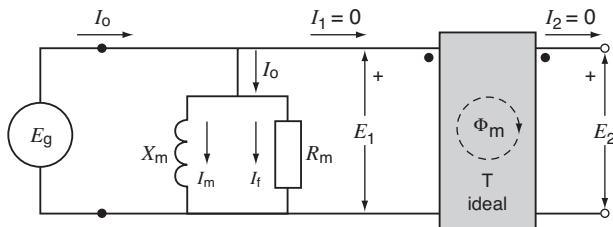
En este capítulo veremos que las propiedades de un transformador práctico se pueden describir mediante un circuito equivalente que comprende un transformador ideal, resistencias y reactancias. El circuito equivalente se desarrolla a partir de conceptos fundamentales. Esto nos permite calcular características tales como regulación de voltaje y el comportamiento de transformadores conectados en paralelo. También utilizaremos el método de valores por unidad para ilustrar su modo de aplicación.

10.1 Transformador ideal con núcleo imperfecto

El transformador ideal estudiado en el capítulo anterior tenía un núcleo infinitamente permeable. ¿Qué sucede si reemplazamos este núcleo perfecto por un núcleo de hierro que experimenta pérdidas por histéresis y corrientes parásitas y cuya permeabilidad es baja? Estas imperfecciones se pueden representar mediante dos elementos de circuito R_m y X_m en paralelo con las terminales primarias del transformador ideal (Fig. 10.1a). El primario es excitado por una fuente E_g que produce un voltaje E_1 .

La resistencia R_m representa las pérdidas en el hierro y el calor resultante que producen. Para suplir estas pérdidas se extrae una pequeña corriente I_f de la línea. Esta corriente está en fase con E_1 (Fig. 10.1b).

La reactancia magnetizante X_m es una medida de la permeabilidad del núcleo del transformador. Por lo tanto, si la permeabilidad es baja, X_m es relativamente baja. La corriente I_m que fluye a través de X_m representa la corriente magnetizante requerida para crear el flujo Φ_m en el núcleo. Esta corriente se retrasea 90° con respecto a E_1 .

**Figura 10.1a**

Núcleo imperfecto representado por una reactancia X_m y una resistencia R_m .

Los valores de las impedancias R_m y X_m se pueden determinar experimentalmente conectando el transformador a una fuente de ca en condiciones sin carga y midiendo la potencia activa y la potencia reactiva que absorbe. Entonces las siguientes ecuaciones son válidas:

$$R_m = E_1^2 / P_m \quad (10.1)$$

$$X_m = E_1^2 / Q_m \quad (10.2)$$

donde

R_m = resistencia que representa las pérdidas en el hierro [Ω]

X_m = reactancia magnetizante del devanado primario [Ω]

E_1 = voltaje primario [V]

P_m = pérdidas en el hierro [W]

Q_m = potencia reactiva requerida para establecer el flujo mutuo Φ_m [var]

La corriente total requerida para producir el flujo Φ_m en un núcleo imperfecto es igual a la suma fasorial de I_f e I_m , y se llama *corriente de excitación* I_o . Casi siempre es un pequeño porcentaje de la corriente a plena carga. El diagrama fasorial sin carga de este transformador

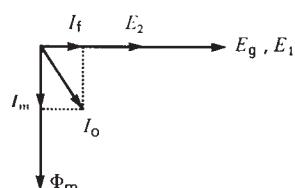
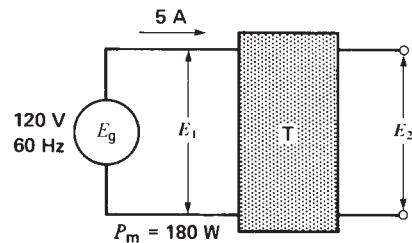
**Figura 10.1b**

Diagrama fasorial de un transformador práctico sin carga.

**Figura 10.2a**

Vea el ejemplo 10-1.

mador menos que ideal se muestra en la figura 10.1b. El valor pico del flujo mutuo Φ_m de nuevo está dado por la ecuación 9.2:

$$\Phi_m = E_1 / (4.44 f N_1) \quad (9.2)$$

Ejemplo 10-1

Un gran transformador que opera sin carga absorbe una corriente de excitación I_o de 5 A cuando el primario está conectado a una fuente de 120 V y 60 Hz (Fig. 10.2a). Con una prueba realizada con un vatímetro (o watmetro) se determina que las pérdidas en el hierro son de 180 W.*

Calcule

- La potencia reactiva absorbida por el núcleo.
- El valor de R_m y X_m .
- El valor de I_f , I_m e I_o .

Solución

- La potencia aparente suministrada al núcleo es

$$\begin{aligned} S_m &= E_1 I_o = 120 \times 5 \\ &= 600 \text{ VA} \end{aligned}$$

Las pérdidas en el hierro son

$$P_m = 180 \text{ W}$$

La potencia reactiva absorbida por el núcleo es

$$\begin{aligned} Q_m &= \sqrt{S_m^2 - P_m^2} = \sqrt{600^2 - 180^2} \\ &= 572 \text{ var} \end{aligned}$$

* Las pérdidas en el hierro se analizan en las secciones 2.26 a 2.29.

- b. La impedancia correspondiente a las pérdidas en el hierro es

$$\begin{aligned} R_m &= E_1^2/P_m = 120^2/180 \\ &= 80 \Omega \end{aligned}$$

La reactancia magnetizante es

$$\begin{aligned} X_m &= E_1^2/Q_m = 120^2/572 \\ &= 25.2 \Omega \end{aligned}$$

- c. La corriente necesaria para suplir las pérdidas en el hierro es

$$\begin{aligned} I_f &= E_1/R_m = 120/80 \\ &= 1.5 \text{ A} \end{aligned}$$

La corriente magnetizante es

$$\begin{aligned} I_m &= E_1/X_m = 120/25.2 \\ &= 4.8 \text{ A} \end{aligned}$$

La corriente de excitación I_o es

$$\begin{aligned} I_o &= \sqrt{I_f^2 + I_m^2} = \sqrt{1.5^2 + 4.8^2} \\ &= 5 \text{ A} \end{aligned}$$

El diagrama fasorial se da en la figura 10.2b.

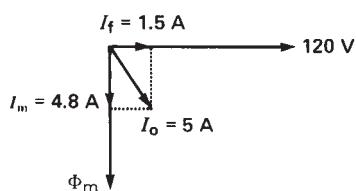


Figura 10.2b
Diagrama fasorial.

10.2 Transformador ideal con acoplamiento débil

Acabamos de ver cómo se comporta un transformador ideal cuando tiene un núcleo imperfecto. Ahora supondremos un transformador con núcleo perfecto pero con acoplamiento algo débil entre sus devanados primario y secundario. También supondremos que la resistencia de los devanados primario y secundario es mínima y que las vueltas son N_1, N_2 .

Considere el transformador que aparece en la figura 10.3 conectado a una fuente E_g y que opera sin

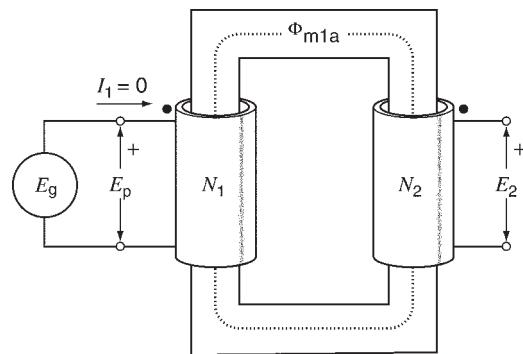


Figura 10.3
Transformador con núcleo infinitamente permeable sin carga.

carga. El voltaje a través del primario es E_p y produce un flujo mutuo Φ_{m1a} en el núcleo. Este flujo está retrasado 90° con respecto a E_p y su valor pico está dado por $\Phi_{m1a} = E_p/(4.44fN_1)$. Como el núcleo es infinitamente permeable y no experimenta pérdidas, la corriente sin carga $I_1 = 0$. El voltaje E_2 está dado por $E_2 = (N_2/N_1)E_p$. Debido a que la corriente es cero, no hay una fuerza magnetomotriz que propulse el flujo a través del aire; por consiguiente, no hay un flujo de dispersión que se enlace con el primario.

Conectemos ahora una carga Z a través del secundario, manteniendo fijo el voltaje de la fuente E_p (Fig. 10.4). Esta simple operación desencadena una serie de eventos que se describen a continuación:

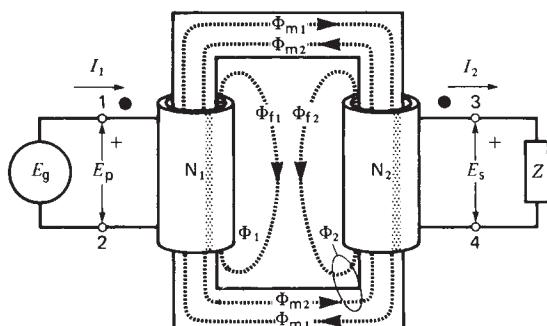


Figura 10.4
Flujos mutuos y flujos de dispersión producidos por un transformador bajo carga. Los flujos de dispersión se deben al acoplamiento imperfecto entre las bobinas.

- Las corrientes I_1 e I_2 comienzan a fluir de inmediato en los devanados primario y secundario. Éstas están relacionadas por la ecuación de transformador ideal $I_1/I_2 = N_2/N_1$; por consiguiente, $N_1 I_1 = N_2 I_2$.
- I_2 produce una fmm $N_2 I_2$ mientras que I_1 produce una fmm $N_1 I_1$. Estas fuerzas magnetomotrices son iguales y están en oposición directa porque cuando I_1 fluye hacia la terminal con marca de polaridad 1, I_2 sale de la terminal con marca de polaridad 3.
- La fmm $N_2 I_2$ produce un flujo de ca total Φ_2 . Una parte de Φ_2 (Φ_{m2}) se enlaza con el devanado primario mientras que otra parte (Φ_{f2}) no lo hace. El flujo Φ_{f2} recibe el nombre de *flujo de dispersión en el secundario*.
- Asimismo la fmm $N_1 I_1$ produce un flujo de ca total Φ_1 . Una parte de Φ_1 (Φ_{m1}) se enlaza con el devanado secundario mientras que otra parte (Φ_{f1}) no lo hace. El flujo Φ_{f1} recibe el nombre de *flujo de dispersión en el primario*.

Las fuerzas magnetomotrices producidas por I_1 e I_2 distorsionan el campo magnético Φ_{m1a} que existía en el núcleo antes de que se conectara la carga. La pregunta es, ¿cómo podemos analizar esta nueva situación?

De acuerdo con la figura 10.4, razonamos como sigue:

Primero, el flujo total producido por I_1 se compone de dos partes: un nuevo flujo mutuo Φ_{m1} y un flujo de dispersión Φ_{f1} . (El flujo mutuo Φ_{m1} de la figura 10.4 no es el mismo que Φ_{m1a} de la figura 10.3.)

Segundo, el flujo total producido por I_2 se compone de un flujo mutuo Φ_{m2} y un flujo de dispersión Φ_{f2} .

Tercero, combinamos Φ_{m1} y Φ_{m2} en un solo flujo mutuo Φ_m (Fig. 10.5). Este flujo mutuo es creado por la acción conjunta de las fuerzas magnetomotrices producidas por el primario y el secundario.

Cuarto, observamos que el flujo de dispersión en el primario Φ_{f1} es creado por $N_1 I_1$ mientras que el flujo de dispersión en el secundario es creado por $N_2 I_2$. Por consiguiente, el flujo de dispersión Φ_{f1} está en fase con I_1 y el flujo de dispersión Φ_{f2} está en fase con I_2 .

Quinto, el voltaje E_s inducido en el secundario en realidad se compone de dos partes:

- Un voltaje E_{f2} inducido por el flujo de dispersión Φ_{f2} y dado por

$$E_{f2} = 4.44 f N_2 \Phi_{f2} \quad (10.3)$$

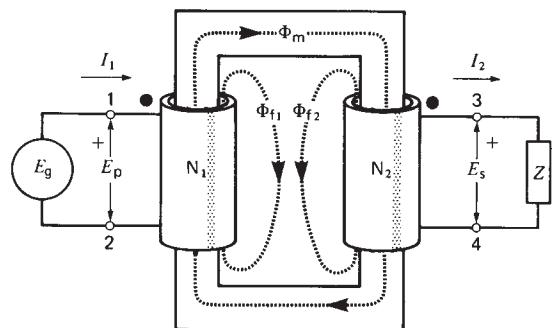


Figura 10.5

Un transformador posee dos flujos de dispersión y un flujo mutuo.

- Un voltaje E_2 inducido por el flujo mutuo Φ_m y dado por

$$E_2 = 4.44 f N_2 \Phi_m \quad (10.4)$$

En general, E_{f2} y E_2 no están en fase.

Asimismo, el voltaje E_p inducido en el primario se compone de dos partes:

- Un voltaje E_{f1} inducido por el flujo de dispersión Φ_{f1} y dado por

$$E_{f1} = 4.44 f N_1 \Phi_{f1} \quad (10.5)$$

- Un voltaje E_1 inducido por el flujo mutuo Φ_m y dado por

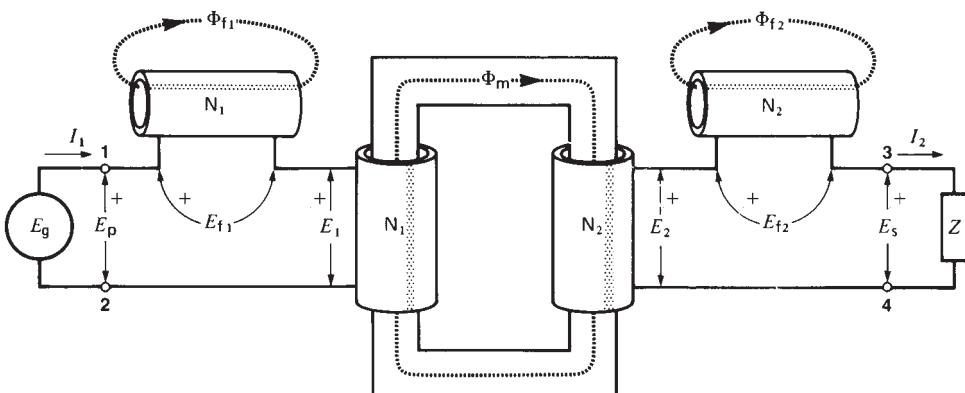
$$E_1 = 4.44 f N_1 \Phi_m \quad (10.6)$$

Sexto, voltaje inducido $E_p =$ voltaje aplicado E_g .

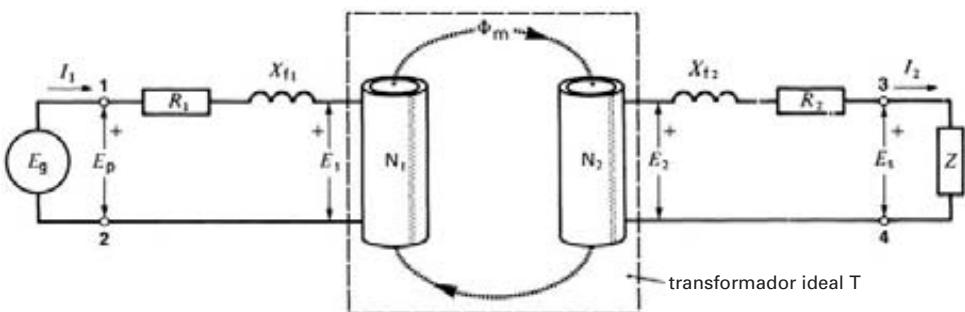
Con estos seis datos básicos, ahora procedemos a desarrollar el circuito equivalente del transformador.

10.3 Reactancia de dispersión en el primario y el secundario

Podemos identificar mejor los cuatro voltajes inducidos E_1 , E_2 , E_{f1} y E_{f2} reacomodando el circuito del transformador como se muestra en la figura 10.6. De esta manera, el devanado secundario se traza dos veces para mostrar aún con más claridad que las N_2 vueltas están enlazadas por dos flujos, Φ_{f2} y Φ_m . Este reacomodo no cambia el valor de los voltajes inducidos, pero sí hace que cada voltaje resalte por sí mismo. Por lo tanto, queda claro que E_{f2} es en realidad una caída

**Figura 10.6**

Separación de los diversos voltajes inducidos debido al flujo mutuo y los flujos de dispersión.

**Figura 10.7**

Resistencia y reactancia de dispersión de los devanados primario y secundario.

de voltaje a través de una reactancia. Esta *reactancia de dispersión en el secundario* X_{f2} está dada por

$$X_{f2} = E_{f2}/I_2 \quad (10.7)$$

El devanado primario también se muestra dos veces, para separar E_1 de E_{f1} . De nuevo, está claro que E_{f1} es simplemente una caída de voltaje a través de una reactancia. Esta *reactancia de dispersión en el primario* X_{f1} está dada por

$$X_{f1} = E_{f1}/I_1 \quad (10.8)$$

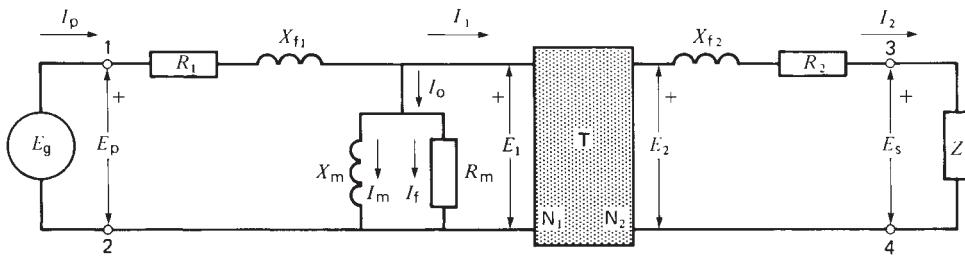
Las reactancias de dispersión en el primario y el secundario se muestran en la figura 10.7. También agregamos las resistencias de los devanados primario y secundario R_1 y R_2 , las cuales, desde luego, actúan en serie con los devanados respectivos.

Ejemplo 10-2

El devanado secundario de un transformador consta de 180 vueltas o espiras. Cuando el transformador está bajo carga, la corriente en el secundario tiene un valor efectivo de 18 A y 60 Hz. Además, el flujo mutuo Φ_m tiene un valor pico de 20 mWb. El flujo de dispersión en el secundario Φ_{f2} tiene un valor pico de 3 mWb.

Calcule

- El voltaje inducido en el devanado secundario por su flujo de dispersión.
- El valor de la reactancia de dispersión en el secundario.
- El valor de E_2 inducido por el flujo mutuo Φ_m .

**Figura 10.8**

Círculo equivalente completo de un transformador práctico. El cuadro sombreado T es un transformador ideal.

Solución

- a. El voltaje inducido por el flujo de dispersión en el secundario es

$$\begin{aligned} E_{f2} &= 4.44 f N_2 \Phi_{f2} \\ &= 4.44 \times 60 \times 180 \times 0.003 \\ &= 143.9 \text{ V} \end{aligned} \quad (10.3)$$

- b. La reactancia de dispersión en el secundario es

$$\begin{aligned} X_{f2} &= E_{f2}/I_2 \\ &= 143.9/18 \\ &= 8 \Omega \end{aligned} \quad (10.7)$$

- c. El voltaje inducido por el flujo mutuo es

$$\begin{aligned} E_2 &= 4.44 f N_2 \Phi_m \\ &= 4.44 \times 60 \times 180 \times 0.02 \\ &= 959 \text{ V} \end{aligned} \quad (10.4)$$

10.4 Circuito equivalente de un transformador práctico

El circuito de la figura 10.7 se compone de elementos resistivos e inductivos (R_1 , R_2 , X_{f1} , X_{f2} , Z) acoplados entre sí por un flujo mutuo Φ_m , el cual enlaza los devanados primario y secundario. El acoplamiento magnético libre de dispersión encerrado en el cuadrado de líneas punteadas es en realidad un transformador ideal. Posee las mismas propiedades y obedece las mismas reglas que el transformador ideal estudiado en el capítulo 9. Por ejemplo, podemos desplazar las impedancias al lado del primario multiplicando sus valores por $(N_1/N_2)^2$, como lo hicimos antes.

Si agregamos los elementos de circuito X_m y R_m para representar un núcleo práctico, obtenemos el circuito equivalente completo de un transformador práctico (Fig. 10.8). En este circuito, T es un transformador ideal, pero sólo están accesibles las terminales primarias y secundarias 1-2 y 3-4; los demás componentes están “enterrados” dentro del transformador. Sin embargo, mediante pruebas apropiadas podemos encontrar los valores de todos los elementos de circuito que conforman un transformador práctico.

La tabla 10A muestra valores típicos de R_1 , R_2 , X_{f1} , X_m y R_m para transformadores que van de 1 kVA hasta 400 MVA. Los voltajes nominales E_{np} y E_{ns} del primario y el secundario van de 460 V hasta 424 000 V. Las corrientes correspondientes I_{np} e I_{ns} del primario y el secundario van de 0.417 A hasta 29 000 A.

También se muestra la corriente de excitación I_o para los diversos transformadores. Siempre es mucho más pequeña que la corriente nominal I_{np} del primario.

Observe que en cada caso $E_{np} I_{np} = E_{ns} I_{ns} = S_n$, donde S_n es la potencia nominal del transformador.

TABLA 10A VALORES REALES DE TRANSFORMADORES

S_n	kVA	1	10	100	1000	400000
E_{np}	V	2400	2400	12470	69000	13800
E_{ns}	V	460	347	600	6900	424000
I_{np}	A	0.417	4.17	8.02	14.5	29000
I_{ns}	A	2.17	28.8	167	145	943
R_1	Ω	58.0	5.16	11.6	27.2	0.0003
R_2	Ω	1.9	0.095	0.024	0.25	0.354
X_{f1}	Ω	32	4.3	39	151	0.028
X_{f2}	Ω	1.16	0.09	0.09	1.5	27
X_m	Ω	200000	29000	150000	505000	460
R_m	Ω	400000	51000	220000	432000	317
I_o	A	0.0134	0.0952	0.101	0.210	52.9

10.5 Construcción de un transformador de potencia

Por lo general, los transformadores de potencia se diseñan de modo que sus características se aproximen a las de un transformador ideal. Por lo tanto, para obtener una alta permeabilidad, el núcleo se hace de hierro (Fig. 10.9a). La corriente magnetizante I_m resultante es por lo menos 5000 veces menor que la que sería si se hubiera utilizado un núcleo de aire. Además, para mantener bajas las pérdidas en el hierro, el núcleo es laminado y se utiliza acero al silicio de alta calidad y alta resistividad. Así, la corriente I_f necesaria para suplir las pérdidas en el hierro es por lo general 2 a 4 veces menor que I_m .

Las reactancias de dispersión X_{f1} y X_{f2} se hacen lo más pequeñas que se pueda devanando las bobinas primaria y secundaria una encima de la otra y colocándolas tan cerca entre sí como las consideraciones de aislamiento lo permitan. Las bobinas se aislan cuidadosamente una de la otra y del núcleo. Ese apretado acoplamiento entre las bobinas implica que el voltaje en el secundario sin carga es casi igual a N_2/N_1 veces el voltaje en el primario. También garantiza una buena regulación de voltaje cuando se conecta una carga a las terminales secundarias.

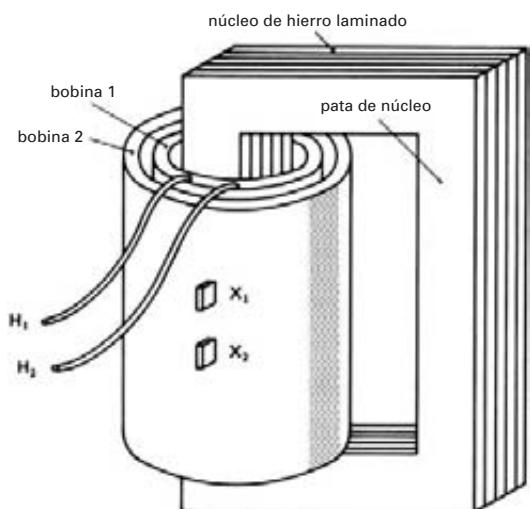


Figura 10.9a
Construcción de un transformador simple.

Las resistencias de devanado R_1 y R_2 se mantienen bajas tanto para reducir la pérdida I^2R y el calor resultante como para garantizar una alta eficiencia. La figura 10.9a es una versión simplificada de un transformador de potencia en el cual el primario y secundario están arrollados en una pata. En la práctica, las bobinas primaria y secundaria se distribuyen en ambas patas del núcleo para reducir la cantidad de cobre. Por la misma razón, en transformadores grandes la sección transversal del núcleo de hierro laminado no es cuadrada (como se muestra) sino que se construye de modo que sea casi redonda (vea la figura 12.10a).

La figura 10.9b muestra cómo se apilan las laminaciones de un pequeño transformador para formar el núcleo. La figura 10.9c muestra el devanado primario de un transformador mucho más grande.

El número de vueltas o espiras en los devanados primario y secundario depende de sus voltajes respectivos. Un devanado para alto voltaje (AV) tiene muchas más vueltas que uno para bajo voltaje. Por otra parte, la corriente en un devanado para AV es mucho menor, lo que permite utilizar un conductor de diámetro mucho más pequeño. Como resultado, la cantidad de cobre en los devanados primario y secundario es casi igual. En la práctica, la bobina externa (bobina 2, en la Fig. 10.9a) pesa más porque la longitud por vuelta es mayor. Se utilizan conductores de aluminio o cobre.



Figura 10.9b
Laminaciones apiladas en el interior de una bobina.



Figura 10.9c

Devanado primario de un transformador más grande, de 128 kV y 290 A. (Cortesía de ABB)

Un transformador es reversible en el sentido de que cualquier devanado puede ser utilizado como devanado *primario* (en este caso, primario es el devanado que está conectado a la fuente).

10.6 Marcas de polaridad de terminales estándar

En la sección 9.4 vimos que la polaridad de un transformador se puede mostrar por medio de puntos en las terminales del primario y el secundario. Este tipo de marcación se utiliza en transformadores de instrumentos. Sin embargo, en transformadores de potencia, las terminales están designadas por los símbolos H_1 y H_2 para el devanado de alto voltaje (AV) y por X_1 y X_2 para el devanado de bajo voltaje (BV). Por convención, H_1 y X_1 tienen la misma polaridad.

Aunque se conoce la polaridad cuando se dan los símbolos H_1 , H_2 , X_1 y X_2 , en el caso de transformadores de potencia es común montar las cuatro terminales en el tanque del transformador de una manera estándar para que el transformador tenga polaridad aditiva o sustractiva. Se dice que un transformador tiene polaridad *aditiva* cuando la terminal H_1 está diagonalmente

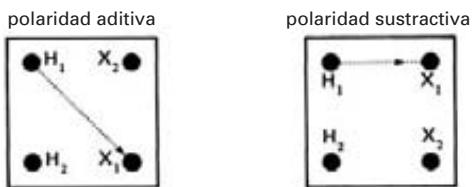


Figura 10.10

Las polaridades aditiva y sustractiva dependen de la ubicación de las terminales H_1 - X_1 .

opuesta a la terminal X_1 . Asimismo, un transformador tiene polaridad *sustractiva* cuando la terminal H_1 está adyacente a la terminal X_1 (Fig. 10.10). Si sabemos que un transformador de potencia tiene polaridad aditiva (o sustractiva), no tenemos que identificar las terminales mediante símbolos.

La polaridad sustractiva es estándar para todos los transformadores monofásicos de más de 200 kVA, siempre que la capacidad del devanado de alto voltaje sea de más de 8660 V. Todos los demás transformadores tienen polaridad aditiva.

10.7 Pruebas de polaridad

Para determinar si un transformador posee polaridad aditiva o sustractiva, procedemos como sigue (Fig. 10.11):

1. Conectamos el devanado de alto voltaje a una fuente de ca E_g de bajo voltaje (por ejemplo, de 120 V).
2. Conectamos un alambre de cierre o puente J entre dos terminales AV y BV adyacentes cualesquiera.
3. Conectamos un voltímetro E_x entre las otras dos terminales AV y BV adyacentes.

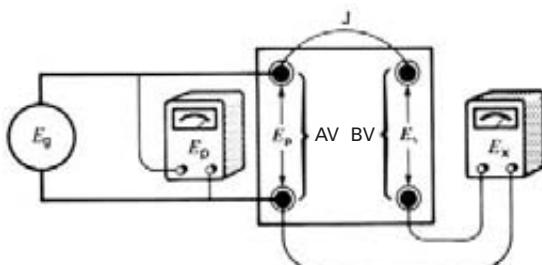


Figura 10.11

Determinación de la polaridad de un transformador mediante una fuente de ca.

4. Conectamos otro voltímetro E_p a través del devanado AV. Si E_x da una lectura más alta que E_p , la polaridad es aditiva. Esto quiere decir que H_1 y X_1 están diagonalmente opuestas. Por otra parte, si E_x da una lectura más baja que E_p , la polaridad es sustractiva y las terminales H_1 y X_1 son adyacentes.

En esta prueba de polaridad, el puente J conecta en serie el voltaje E_s del secundario con el voltaje del primario E_p . Por consiguiente, E_s no suma a E_p ni resta de él. En otras palabras, $E_x = E_p + E_s$ o $E_x = E_p - E_s$, según la polaridad. Ahora podemos ver cómo se originaron los términos aditivo y sustractivo.

Al realizar la prueba de polaridad, se puede conectar una fuente ordinaria de 120 V y 60 Hz al devanado AV, aun cuando su voltaje nominal sea de varios cientos de kilovolts.

Ejemplo 10-3

Durante una prueba de polaridad en un transformador de 500 kVA y 69 kV/600 V (Fig. 10.11), se obtuvieron las siguientes lecturas: $E_p = 118$ V, $E_x = 119$ V. Determine las marcas de polaridad de las terminales.

Solución

La polaridad es aditiva porque E_x es mayor que E_p . Por consiguiente, las terminales AV y BV conectadas por el puente deben ser designadas respectivamente H_1 y X_2 (o H_2 y X_1).

La figura 10.12 muestra otro circuito que se puede utilizar para determinar la polaridad de un transformador. Una fuente de cd en serie, con un interruptor abierto, se conecta al devanado BV del transformador. La terminal del transformador conectada al lado positivo de la fuente se designa X_1 . Un voltímetro de cd está conectado a través de las terminales AV. Cuando se cierra el interruptor, se induce momentáneamente un voltaje en el devanado AV. Si en este momento la aguja del voltímetro se mueve hacia arriba de la escala

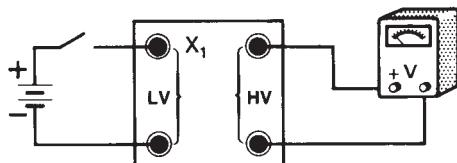


Figura 10.12

Determinación de la polaridad de un transformador mediante una fuente de cd.

Ia, la terminal del transformador conectada a la terminal (+) del voltímetro se designa H_1 y la otra H_2 .

10.8 Tomas de transformador

Debido a las caídas de voltaje en las líneas de transmisión, el voltaje en una región particular de un sistema de distribución puede ser consistentemente más bajo que lo normal. Por lo tanto, se puede conectar un transformador de distribución que tenga una relación de 2400 V/120 V a una línea de transmisión donde el voltaje nunca rebasa los 2000 V. En estas condiciones, el voltaje a través del secundario es considerablemente menor que 120 V. Las lámparas incandescentes alumbran con poca intensidad, las estufas eléctricas requieren más tiempo para cocinar un alimento y los motores eléctricos pueden detenerse al verse sometidos a cargas moderadas.

Para corregir este problema, se disponen *tomas* en los devanados primarios de los transformadores de distribución. Las tomas nos permiten cambiar la relación de vueltas para elevar el voltaje en el secundario en 4½, 9 o 13½ por ciento. Por lo tanto, podemos mantener un voltaje satisfactorio en el secundario, aun cuando el voltaje en el primario pueda estar 4½, 9 o 13½ por ciento por debajo de lo normal. De esta manera, aludiendo al transformador de la figura 10.13, si el voltaje de línea es de sólo 2076 V (en lugar de 2400 V), utilizaríramos la terminal 1 y la toma 5 para obtener 120 V en el lado del secundario.

Algunos transformadores están diseñados para cambiar las tomas automáticamente siempre que el voltaje en el secundario esté por encima o por debajo de un nivel preestablecido. Estos *transformadores que cambian las tomas* ayudan a mantener el voltaje en el secundario dentro de ±2 por ciento de su valor nominal durante todo el día.

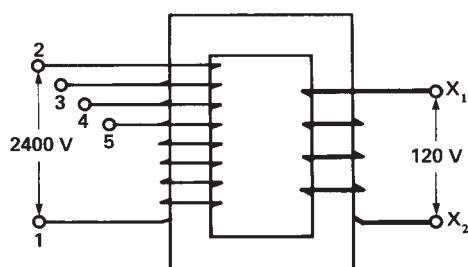


Figura 10.13

Transformador de distribución con tomas a 2400 V, 2292 V, 2184 V y 2076 V.

10.9 Pérdidas y capacidad de un transformador

Como cualquier máquina eléctrica, un transformador experimenta pérdidas, que son las siguientes:

1. Pérdidas I^2R en los devanados (pérdidas eléctricas o pérdidas en el cobre).
2. Pérdidas por histéresis o corrientes parásitas en el núcleo.
3. Pérdidas parásitas producidas por corrientes inducidas en el tanque o contenedor y en los soportes metálicos por flujos de dispersión en el primario y el secundario.

Las pérdidas aparecen en forma de calor y producen 1) un incremento de la temperatura y 2) una reducción de la eficiencia. En condiciones normales de operación, la eficiencia de los transformadores es muy alta; puede llegar al 99.5 por ciento en el caso de transformadores de grandes potencias.

El calor producido por las pérdidas en el hierro depende del valor pico del flujo mutuo Φ_m , el cual depende a su vez del voltaje aplicado. Por otra parte, el calor disipado en los devanados depende de la corriente que transportan. Por consiguiente, para mantener la temperatura del transformador a un nivel aceptable, debemos establecer límites tanto para el voltaje aplicado como para la corriente absorbida por la carga. Estos dos límites determinan el voltaje nominal E_{np} y la *corriente nominal* I_{np} del devanado del transformador (primario o secundario).

La *capacidad de potencia* de un transformador es igual al producto del voltaje nominal por la corriente nominal en el devanado primario o en el secundario. Sin embargo, el resultado no se expresa en watts porque el ángulo de fase entre el voltaje y la corriente puede tener cualquier valor, según la naturaleza de la carga. En consecuencia, la capacidad de manejo de la potencia de un transformador se expresa en voltamperes (VA), en kilovoltamperes (kVA) o en megavoltamperes (MVA), según el tamaño del transformador. El aumento de la temperatura de un transformador está directamente relacionado con la *potencia aparente* que fluye a través de él. Esto quiere decir que un transformador de 500 kVA se calentará igual al alimentar una carga inductiva de 500 kvar que una carga resistiva de 500 kW.

Los kVA, la frecuencia y el voltaje nominales siempre aparecen en la placa de identificación. En transformadores grandes, también aparecen las corrientes nominales correspondientes.

Ejemplo 10-4

La placa de identificación de un transformador de distribución indica 250 kVA, 60 Hz y 4160 V en el primario, y 480 V en el secundario.

- a. Calcule las corrientes nominales en el primario y el secundario.
- b. Si aplicamos 2000 V en lugar de los 4160 V en el primario, ¿podemos seguir obteniendo 250 kVA del transformador?

Solución

- a. La corriente nominal del devanado de 4160 V es

$$I_{np} = \frac{S_{\text{nominal}}}{E_{p \text{ nominal}}} = \frac{S_n}{E_{np}} = \frac{250 \times 1000}{4160} = 60 \text{ A}$$

La corriente nominal del devanado de 480 V es

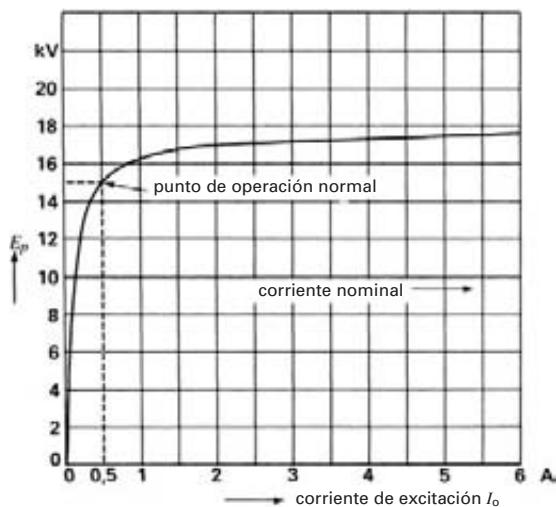
$$I_{ns} = \frac{S_{\text{nominal}}}{E_{s \text{ nominal}}} = \frac{S_n}{E_{ns}} = \frac{250 \times 1000}{480} = 521 \text{ A}$$

- b. Si aplicamos 2000 V al primario, el flujo y las pérdidas en el hierro serán menores de lo normal y el núcleo se enfriará más. Sin embargo, la corriente en la carga no deberá exceder su valor nominal, de lo contrario los devanados se sobrecalentarán. Por consiguiente, la salida de potencia máxima con este voltaje mucho más bajo es

$$S = 2000 \text{ V} \times 60 \text{ A} = 120 \text{ kVA}$$

10.10 Curva de saturación sin carga o de vacío

Incrementemos gradualmente el voltaje E_p en el primario de un transformador, con el secundario en circuito abierto. Conforme se eleva el voltaje, el flujo mutuo Φ_m se incrementa en proporción directa, de acuerdo con la ecuación 9.2. Por ello, la corriente de excitación I_o se incrementará, pero cuando el hierro comience a saturarse, la corriente magnetizante I_m tendrá que incrementarse fuertemente para producir el flujo requerido. Si trazamos una gráfica de E_p frente a I_o , veremos el dramático incremento de la corriente al pasar por el punto de operación normal (Fig. 10.14). Por lo general, los transformadores están diseñados para operar a una densidad de flujo pico de aproximadamente 1.5 T, la que corresponde aproximadamente al codo de la curva de saturación. Por lo tanto, cuando se aplica voltaje nominal a un transformador, la densidad de flujo correspondiente es de aproximadamente 1.5 T. Podemos exceder el voltaje nominal en quizás el 10 por ciento, pero si tuviéramos que aplicar dos veces el voltaje nominal,

**Figura 10.14**

Curva de saturación sin carga de un transformador de 167 kVA, 14.4 kV/480 V y 60 Hz.

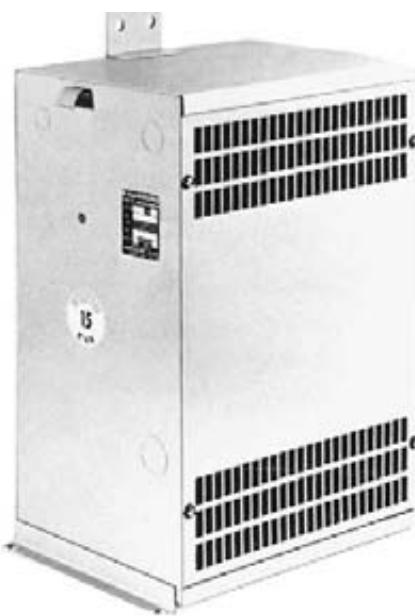
la corriente de excitación podría llegar a ser incluso mayor que la corriente nominal a plena carga.

La relación no lineal entre E_p e I_o muestra que la rama de excitación (compuesta de R_m y X_m en la figura 10.1a) no es tan constante como parece. De hecho, aunque R_m es razonablemente constante, X_m disminuye de manera rápida con la saturación creciente. Sin embargo, la mayoría de los transformadores operan cerca del voltaje nominal, por lo que R_m y X_m permanecen básicamente constantes.

10.11 Métodos de enfriamiento

Para evitar el rápido deterioro de los materiales aislantes en el interior de un transformador, se debe disponer de un adecuado enfriamiento de los devanados y el núcleo.

Los transformadores para interiores por debajo de 200 kVA pueden ser enfriados directamente por el flujo natural del aire circundante. La caja metálica dispone de rejillas de ventilación para que fluyan corrientes de convección sobre los devanados y alrededor del núcleo (Fig. 10.15). Los transformadores grandes se pueden construir de la misma manera, pero deben contar con circulación forzada de aire limpio. Estos transformadores de *tipo seco* se utilizan en el interior de edificios, alejados de atmósferas hostiles.

**Figura 10.15**

Transformador monofásico tipo seco AA, con capacidad de 15 kVA, 600 V/240 V y 60 Hz, aislante clase 150° para uso bajo techo. Altura: 600 mm; ancho: 434 mm; profundidad: 230 mm; peso: 79.5 kg. (Cortesía de Hammond)

Los transformadores de distribución de menos de 200 kVA casi siempre están sumergidos en aceite mineral y encerrados en un tanque de acero. El aceite absorbe el calor del tanque, donde se disipa por radiación y convección hacia el aire exterior (Fig. 10.16). El aceite es mucho mejor aislante que el aire, así que siempre se utiliza en transformadores de alto voltaje.

A medida que se incrementa la capacidad de potencia, se agregan radiadores externos para incrementar la superficie de enfriamiento del tanque lleno de aceite (Fig. 10.17). El aceite circula alrededor de los devanados del transformador y pasa a través de los radiadores, donde el calor es liberado de nuevo al aire circundante. Para capacidades aún más altas, se utilizan ventiladores de enfriamiento que soplan aire sobre los radiadores (Fig. 10.18).

En transformadores con capacidad de megawatts, el enfriamiento se puede realizar mediante un intercambiador de calor de aceite-agua. El aceite caliente del tanque del transformador es bombeado hacia un inter-

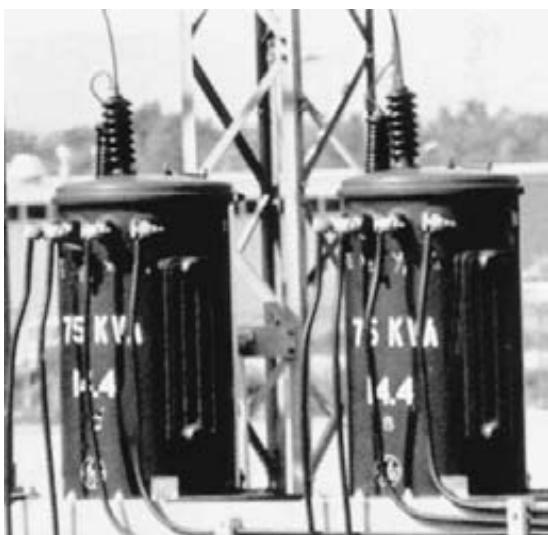


Figura 10.16
Dos transformadores monofásicos, tipo OA, de 75 kVA, 14.4 kV/240 V y 60 Hz; elevación de temperatura de 55°C, impedancia de 4.2%. Los pequeños radiadores laterales incrementan el área de enfriamiento efectiva.

cambiador de calor donde fluye a través de tubos que están en contacto con agua fría. El intercambiador de calor es muy efectivo, pero también muy costoso, porque el agua se tiene que enfriar y recircular continuamente.

Algunos transformadores grandes están diseñados para que tengan múltiples capacidades, según el método de enfriamiento utilizado. Por lo tanto, un transformador puede tener una capacidad triple de 18 000/24 000/32 000 kVA dependiendo de si es enfriado

1. mediante la circulación natural de aire (AO) (18 000 kVA) o
2. mediante enfriamiento de aire forzado con ventiladores (FA) (24 000 kVA) o
3. mediante la circulación forzada de aceite acompañado por enfriamiento de aire forzado (FOA) (32 000 kVA).

Estos elaborados sistemas de enfriamiento son económicos a pesar de todo, porque permiten una salida mucho más grande de un transformador de un tamaño y peso dados (Fig. 10.19).



Figura 10.17
Transformador de puesta a tierra trifásico tipo OA, de 1900 kVA, 26.4 kV y 60 Hz. La potencia de este transformador es 25 veces mayor que la de los transformadores mostrados en la figura 10.16, y aún así es autoenfriado. Sin embargo, observe que los radiadores ocupan tanto espacio como el transformador.

El tipo de enfriamiento del transformador se designa mediante los símbolos siguientes:

- AA—tipo seco, autoenfriado
- AFA—tipo seco, enfriado por aire forzado
- OA—inmerso en aceite, autoenfriado
- OA/FA—inmerso en aceite, autoenfriado/ enfriado por aire forzado
- AO/FA/FOA—inmerso en aceite, autoenfriado/ enfriado por aire forzado/enfriado por aire forzado y aceite forzado

La elevación de la temperatura por la resistencia de los transformadores inmersos en aceite es de 55 °C o 65 °C.

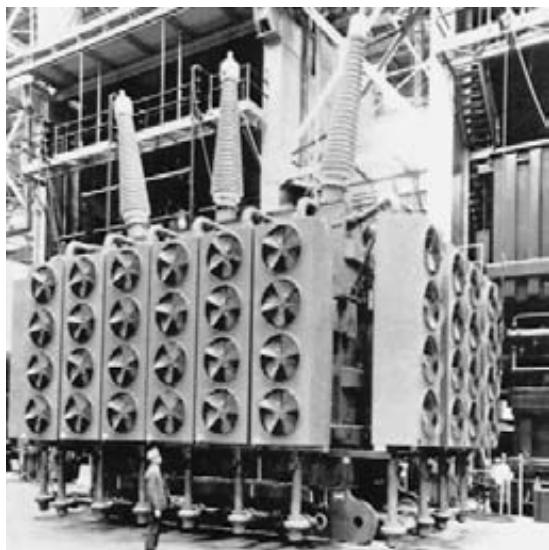


Figura 10.18
Transformador trifásico tipo FOA, de 1300 MVA, 24.5 kV/345 kV y 60 Hz; elevación de temperatura de 65°; impedancia de 11.5%. Este transformador elevador, instalado en una planta de energía nuclear, es una de las unidades más grandes alguna vez construidas. Las bombas que hacen circular el aceite forzado se encuentran justo debajo de los ventiladores de enfriamiento.
(Cortesía de Westinghouse)

La temperatura se debe mantener baja para preservar la calidad del aceite. En contraste, la elevación de la temperatura de un transformador de tipo seco puede ser de hasta 180 °C, según el tipo de aislante utilizado.

10.12 Simplificación del circuito equivalente

El circuito equivalente completo del transformador mostrado en la figura 10.8 proporciona más detalles de los que se requieren en la mayoría de los problemas prácticos. Por consiguiente, trataremos de simplificar el circuito cuando el transformador opera 1) sin carga y 2) a plena carga.

1. *Sin carga* (Fig. 10.20) I_2 es cero y por lo tanto también I_1 es cero, porque T es un transformador ideal. Por ello, sólo la corriente de excitación I_o fluye en R_1 y X_{f1} . Estas impedancias son tan pequeñas que la caída de voltaje a través de

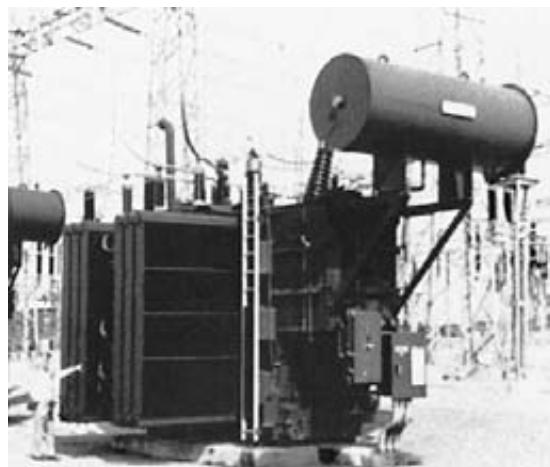


Figura 10.19
Transformador trifásico tipo OA/FA/FOA, de 36/48/60 MVA, 225 kV/26.4 kV y 60 Hz; impedancia de 7.4%. El tanque circular permite que el aceite se expanda conforme aumenta la temperatura y se reduce la superficie del aceite en contacto con el aire. Otros detalles:

peso del núcleo y bobinas: 37.7 t
peso del tanque y accesorios: 28.6 t
peso de la bovina (44.8 m³): 38.2 t
peso total: 104.5 t

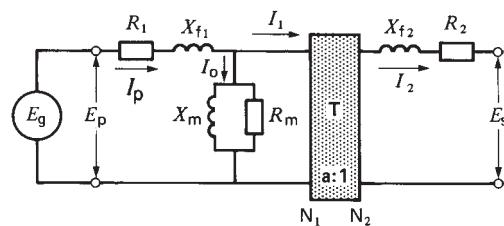


Figura 10.20
Circuito equivalente completo de un transformador sin carga.

ellas es mínima. Además, la corriente en R_2 y X_{f2} es cero. Por consiguiente, podemos ignorar estas cuatro impedancias, con lo que obtenemos el circuito más simple de la figura 10.21. La relación de vueltas, $a = N_1/N_2$, es obviamente igual a la relación de los voltajes

primario a secundario E_p/E_s medidos a través de las terminales.

2. A plena carga I_p es por lo menos 20 veces mayor que I_o . Por consiguiente, podemos ignorar la corriente I_o y la rama magnetizante correspondiente. El circuito resultante se muestra en la figura 10.22. Este circuito simplificado se puede utilizar incluso cuando la carga es de sólo 10 por ciento de la capacidad nominal del transformador.

Podemos simplificar aún más el circuito desplazando todo al lado del primario, con lo que eliminamos el transformador T (Fig. 10.23). Esta técnica se explicó en la sección 9.10. Entonces, sumando las resistencias y reactancias respectivas, obtenemos el circuito de la figura 10.24. En este circuito

$$R_p = R_1 + a^2 R_2 \quad (10.9)$$

$$X_p = X_{f1} + a^2 X_{f2} \quad (10.10)$$

donde

R_p = resistencia total del transformador desplazada al lado del primario

X_p = reactancia de dispersión total del transformador desplazada al lado del primario

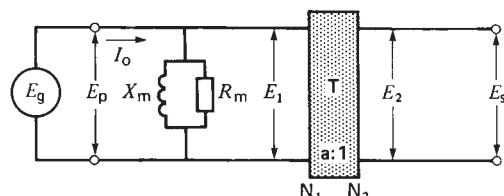


Figura 10.21

Círculo simplificado sin carga.

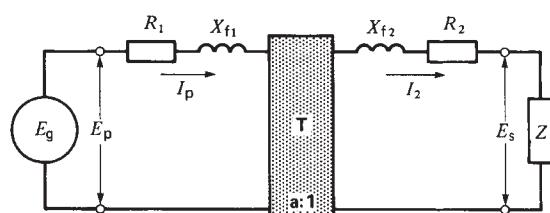


Figura 10.22

Círculo equivalente simplificado de un transformador a plena carga.

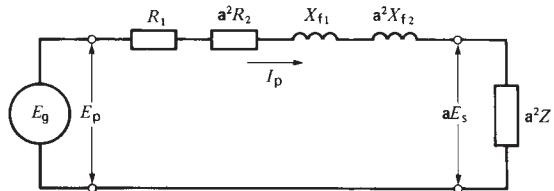


Figura 10.23

Círculo equivalente con impedancias desplazadas al lado del primario.

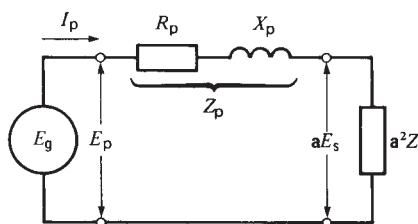


Figura 10.24

La impedancia interna de un transformador grande es principalmente reactiva.

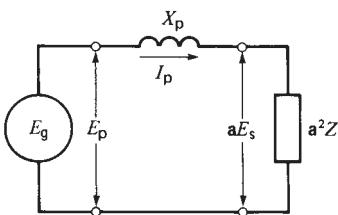
La combinación de R_p y X_p constituye la impedancia Z_p total del transformador desplazada al lado del primario. De acuerdo con la ecuación 2.12, tenemos

$$Z_p = \sqrt{R_p^2 + X_p^2} \quad (10.11)$$

La impedancia Z_p es uno de los parámetros importantes del transformador. Produce una caída de voltaje interna cuando el transformador se somete a carga. Por consiguiente, Z_p afecta la regulación del voltaje del transformador.

Los transformadores de más de 500 kVA poseen una reactancia de dispersión X_p que es por lo menos cinco veces mayor que R_p . En tales transformadores se puede ignorar R_p , en lo que se refiere a voltajes y corrientes.* Por lo tanto, el circuito equivalente se reduce a una reactancia simple X_p entre la fuente y la carga (Fig. 10.25). Es bastante notable que el circuito relativamente complejo de la figura 10.8 se puede reducir a una reactancia simple en serie con la carga.

* Desde el punto de vista del aumento de la temperatura y la eficiencia, nunca se puede omitir R_p .

**Figura 10.25**

La impedancia interna de un transformador grande es principalmente reactiva.

10.13 Regulación del voltaje

Un importante atributo de un transformador es su regulación de voltaje. Con el voltaje aplicado en el primario mantenido de manera constante a su valor nominal, la regulación del voltaje, en porcentaje, es definida por la ecuación:

$$\text{regulación del voltaje} = \frac{E_{NL} - E_{FL}}{E_{FL}} \times 100 \quad (10.12)$$

donde

E_{NL} = voltaje en el secundario sin carga [V]

E_{FL} = voltaje en el secundario a plena carga [V]

La regulación del voltaje depende del factor de potencia de la carga. Por consiguiente, se debe especificar el factor de potencia. Si la carga es capacitiva, el voltaje sin carga puede exceder el voltaje a plena carga, en cuyo caso la regulación del voltaje es negativa.

Ejemplo 10-5

Un transformador monofásico de 3000 kVA, 69 kV/4.16 kV, 60 Hz tiene una impedancia interna Z_p total de 127 Ω, desplazada al lado del secundario.

Calcule

- Las corrientes nominales en el primario y el secundario.
- La regulación del voltaje de la condición sin carga a la condición de plena carga para una carga de tipo resistivo de 2000 kW, sabiendo que el voltaje de suministro en el primario está fijo a 69 kV.
- Las corrientes en el primario y el secundario si éste se pone accidentalmente en cortocircuito.

Solución

- Corriente nominal en el primario

$$I_{np} = S_n/E_{np} = 3\ 000\ 000/69\ 000 = 43.5 \text{ A}$$

Corriente nominal en el secundario

$$I_{ns} = S_n/E_{ns} = 3\ 000\ 000/4160 = 721 \text{ A}$$

- Como el transformador excede los 500 kVA, los devanados tienen una resistencia insignificante en comparación con su reactancia de dispersión; por consiguiente, podemos escribir

$$Z_p = X_p = 127 \Omega$$

De acuerdo con la figura 10.26a, la impedancia aproximada de la carga de 2000 kW del lado del secundario es

$$\begin{aligned} Z &= E_s^2/P = 4160^2/2\ 000\ 000 \\ &= 8.65 \Omega \end{aligned}$$

La impedancia de la carga desplazada al lado del primario

$$a^2 Z = (69/4.16)^2 \times 8.65 = 2380$$

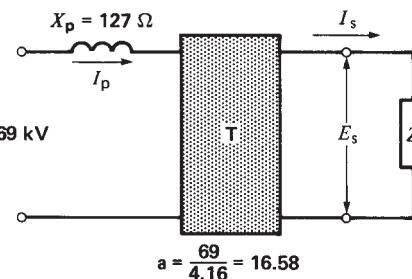
De acuerdo con la figura 10.26b, tenemos

$$\begin{aligned} I_p &= 69\ 000/\sqrt{127^2 + 2380^2} \\ &= 28.95 \text{ A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} aE_s &= (a^2 Z)I_p = 2380 \times 28.95 \\ &= 68\ 902 \text{ V} \end{aligned}$$

$$E_s = 68\ 902 \times (4.16/69) = 4154 \text{ V}$$

Como el voltaje en el primario se mantiene constante a 69 kV, el voltaje sin carga en el secundario es de 4160 V.

**Figura 10.26a**

Vea el ejemplo 10-7.

La regulación del voltaje es

$$\begin{aligned}\text{regulación del voltaje} &= \frac{E_{NL} - E_{FL}}{E_{FL}} \times 100 \quad (10.12) \\ &= \frac{4160 - 4154}{4154} \times 100 \\ &= 0.14\%\end{aligned}$$

La regulación del voltaje es excelente.

- c. Haciendo referencia de nuevo a la figura 10.26b, si el secundario se pone accidentalmente en cortocircuito, $aE_s = 0$, por lo que

$$\begin{aligned}I_p &= E_p/X_p = 69\,000/127 \\ &= 543 \text{ A}\end{aligned}$$

La corriente correspondiente I_s del lado del secundario

$$\begin{aligned}I_s &= aI_p = (69/4.16) \times 543 \\ &= 9006 \text{ A}\end{aligned}$$

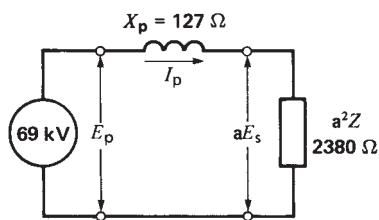


Figura 10.26b

Vea el ejemplo 10.7.

Las corrientes en cortocircuito tanto en el devanado primario como en el secundario son 12.5 veces más grandes que los valores nominales. Por lo tanto, las pérdidas eléctricas I^2R son 12.5² o 156 veces mayores que las normales. El protector contra cortocircuito (circuit-breaker) o fusible que protege el transformador se debe abrir de inmediato para evitar el sobrecalentamiento. También se crean fuerzas electromagnéticas muy poderosas, las cuales también son 156 veces mayores que las normales y, a menos que los devanados estén firmemente sujetos y soportados, pueden resultar dañados o destrozados.

10.14 Medición de las impedancias de un transformador

Para un transformador dado, podemos determinar los valores reales de X_m , R_m , R_o y X_p mostradas en las fi-

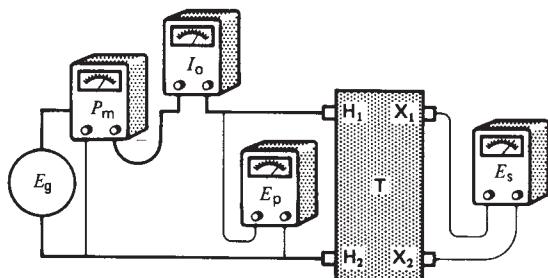


Figura 10.27

Prueba de circuito abierto y determinación de R_m , X_m y relación de vueltas.

guras 10.21 y 10.24 por medio de una prueba de circuito abierto y cortocircuito.

Durante la *prueba de circuito abierto*, se aplica un voltaje nominal al devanado primario y se mide la corriente I_o , el voltaje E_p y la potencia activa P_m (Fig. 10.27). También se mide el voltaje E_s de circuito abierto en el secundario. Estos resultados de prueba dan la siguiente información:

potencia activa absorbida por el núcleo = P_m

potencia aparente absorbida por el núcleo = $S_m = E_p I_o$

potencia reactiva absorbida por el núcleo = Q_m

$$\text{donde } Q_m = \sqrt{S_m^2 - P_m^2}$$

La resistencia R_m correspondiente a la pérdida en el núcleo es

$$R_m = E_p^2/P_m \quad (10.1)$$

La reactancia magnetizante es

$$X_m = E_p^2/Q_m \quad (10.2)$$

La relación de vueltas a es

$$a = N_1/N_2 = E_p/E_s$$

Durante la *prueba de cortocircuito*, el devanado secundario se pone en cortocircuito y se aplica un voltaje E_g mucho más bajo que el normal (generalmente de menos de 5 por ciento del voltaje nominal) al primario (Fig. 10.28). La corriente I_{sc} en el primario deberá ser menor que su valor nominal para evitar el sobrecalentamiento y, en particular, para evitar un cambio rápido en la resistencia del devanado mientras se realiza la prueba.

El voltaje E_{sc} , la corriente I_{sc} y la potencia P_{sc} se miden en el lado del primario (Fig. 10.28) y se hacen los cálculos siguientes:

La impedancia total del transformador desplazada al lado del primario es

$$Z_p = E_{sc}/I_{sc} \quad (10.13)$$

La resistencia total del transformador desplazada al lado del primario es

$$R_p = P_{sc}/I_{sc}^2 \quad (10.14)$$

La reactancia de dispersión total del transformador desplazada al lado del primario es

$$X_p = \sqrt{Z_p^2 - R_p^2} \quad (10.11)$$

Ejemplo 10-6

Durante una prueba de cortocircuito en un transformador de 500 kVA, 69 kV/4.16 kV, 60 Hz, se realizaron las siguientes mediciones de voltaje, corriente y potencia. Las terminales X_1 , X_2 estaban en cortocircuito (vea la figura 10.28):

$$E_{sc} = 2600 \text{ V}$$

$$I_{sc} = 4 \text{ A}$$

$$P_{sc} = 2400 \text{ W}$$

Calcule el valor de la reactancia y resistencia del transformador, desplazadas al lado de AV.

Solución

De acuerdo con el circuito equivalente del transformador en condiciones de cortocircuito (Fig. 10.29), encontramos los siguientes valores:

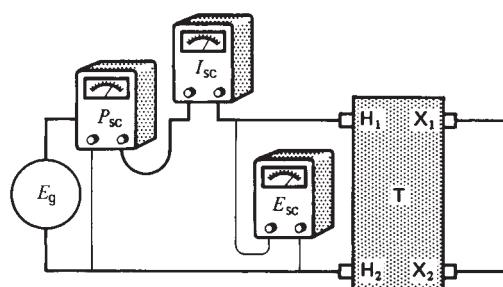


Figura 10.28

Prueba de circuito abierto para determinar la reactancia de dispersión y la resistencia de devanado.

La impedancia del transformador desplazada al primario es

$$\begin{aligned} Z_p &= E_{sc}/I_{sc} = 2600/4 \\ &= 650 \Omega \end{aligned}$$

La resistencia desplazada al primario es

$$\begin{aligned} R_p &= P_{sc}/I_{sc}^2 = 2400/16 \\ &= 150 \Omega \end{aligned}$$

La reactancia de dispersión desplazada al primario es

$$\begin{aligned} X_p &= \sqrt{650^2 - 150^2} \\ &= 632 \Omega \end{aligned}$$

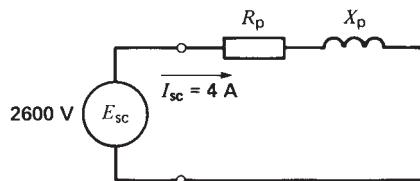


Figura 10.29

Vea el ejemplo 10-6.

Ejemplo 10-7

Se realizó una prueba de cortocircuito en el transformador del ejemplo 10-6. Se obtuvieron los siguientes resultados cuando se excitó el devanado de *bajo voltaje*. (En algunos casos, como en un taller de reparación, puede no estar disponible un voltaje de 69 kV y la prueba de circuito abierto se tiene que realizar excitando el devanado de BV con su voltaje nominal.)

$$E_s = 4160 \text{ V} \quad I_o = 2 \text{ A} \quad P_m = 5000 \text{ W}$$

Con esta información y las características del transformador encontradas en el ejemplo 10-6, calcule:

- Los valores de X_m y R_m del lado del primario (Fig. 10.21).
- La eficiencia del transformador cuando abastece una carga de 250 kVA, cuyo factor de potencia es de 80% (retrasado).

Solución

- Aplicando la ecuación 10.1 al lado del secundario

$$\begin{aligned} R_m &= E_s^2/P_m \\ &= 4160^2/5000 = 3461 \Omega \end{aligned}$$

La potencia aparente S_m es

$$\begin{aligned} S_m &= E_s I_o = 4160 \times 2 = 8320 \text{ VA} \\ Q_m &= \sqrt{S_m^2 - P_m^2} \\ &= \sqrt{8320^2 - 5000^2} = 6650 \Omega \\ X_m &= E_s^2 / Q_m \\ &= 4160^2 / 6650 = 2602 \Omega \end{aligned}$$

Los valores de R_m y X_m desplazados al lado del primario serán $(69000/4160)^2 = 275$ veces más grandes. Por consiguiente, los valores del lado del primario son:

$$\begin{aligned} X_m &= 275 \times 2602 \Omega = 715 \times 10^3 \Omega = 715 \text{ k}\Omega \\ R_m &= 275 \times 3461 \Omega = 952 \times 10^3 \Omega = 952 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Éstos son los valores que habríamos obtenido excitando el primario con 69 kV.

- b. Las cargas y voltajes industriales fluctúan todo el tiempo. Por lo tanto, cuando se dice que una carga es de 250 kVA con $\cos \theta = 0.8$, se entiende que la carga es de aproximadamente 250 kVA y el factor de potencia es de *aproximadamente* 0.8. Además, el voltaje en el primario es de *aproximadamente* 69 kV.

Por consiguiente, al calcular la eficiencia, no tiene caso llegar a una respuesta matemática precisa, aun cuando pudieramos hacerlo. Sabiendo esto, podemos hacer ciertas suposiciones para llegar con más facilidad a una solución.

El circuito equivalente del transformador y su carga está representado por la figura 10.30. Ya conocemos los valores de R_p y X_p , así que sólo tenemos que agregar la rama de magnetización. Para simplificar los cálculos, desplazamos X_m y R_m de los puntos 3, 4 a las terminales de entrada 1, 2. Este cambio se justifica porque

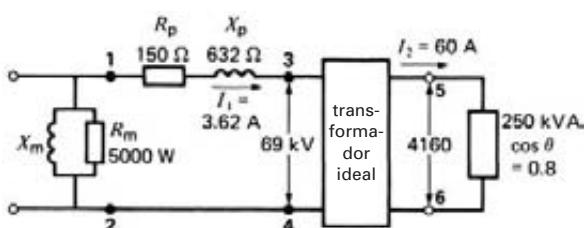


Figura 10.30
Vea el ejemplo 10-7.

estas impedancias son mucho mayores que X_p y R_p . Supongamos que el voltaje a través de la carga es de 4160 V. Ahora calculamos la eficiencia del transformador.

La corriente en la carga es

$$\begin{aligned} I_2 &= S / E_s = 250\,000 / 4160 \\ &= 60 \text{ A} \end{aligned}$$

La relación de vueltas es

$$a = 69 \text{ kV} / 4160 \text{ V} = 16.59$$

La corriente del lado del primario es

$$I_1 = I_2 / a = 60 / 16.59 = 3.62 \text{ A}$$

La pérdida total en el cobre (primario y secundario) es

$$\begin{aligned} P_{\text{cobre}} &= I_1^2 R_p = 3.62^2 \times 150 \\ &= 1966 \text{ W} \end{aligned}$$

La pérdida en el hierro es igual que la medida a un voltaje nominal en el lado de bajo voltaje del transformador.

$$P_{\text{hierro}} = 5000 \text{ W}$$

Las pérdidas totales son

$$\begin{aligned} P_{\text{pérdidas}} &= 5000 + 1966 \\ &= 6966 \text{ W} = 7 \text{ kW} \end{aligned}$$

La potencia activa suministrada por el transformador a la carga es

$$\begin{aligned} P_o &= S \cos \theta = 250 \times 0.8 \\ &= 200 \text{ kW} \end{aligned}$$

La potencia activa recibida por el transformador es

$$\begin{aligned} P_i &= P_o + P_{\text{pérdidas}} = 200 + 7 \\ &= 207 \text{ kW} \end{aligned}$$

Por lo tanto, la eficiencia es

$$\begin{aligned} \eta &= P_o / P_i = 200 / 207 \\ &= 0.966 \text{ o } 96.6\% \end{aligned}$$

Observe que al hacer los cálculos, sólo consideramos la potencia activa. La potencia reactiva del transformador y su carga no interviene en los cálculos de eficiencia.

10.15 Introducción del método de valores por unidad

A menudo encontramos la notación por unidad al trabajar con transformadores y otras máquinas eléctricas. La razón es que los valores por unidad nos dan una idea de las magnitudes relativas de impedancias, voltajes, corrientes y potencias. Por lo tanto, en lugar de manejar ohms, amperes, volts y kilowatts, simplemente trabajamos con números. Por consiguiente, no tenemos que llevar las unidades al utilizar valores por unidad.

Tal como se aplica a los transformadores, el método por unidad es fácil de entender. Sin embargo, a los lectores que aún no estén familiarizados con los cálculos por unidad, les será de gran utilidad leer las secciones 1.9 a 1.11 del capítulo 1 antes de seguir adelante.

Comencemos por examinar la tabla 10A, la cual se reproduce nuevamente por conveniencia. Muestra los valores reales de R_1 , R_2 , X_{f1} , X_{f2} , X_m y R_m de cinco transformadores que van de 1 kVA a 400 MVA. Al examinar la tabla, vemos que las impedancias varían de 505 000 Ω a 0.0003 Ω , un intervalo de variación de más de mil millones a uno. Además, no existe un patrón reconocible en los valores; están por todo el mapa. La razón es que los diversos voltajes, corrientes e impedancias están expresados en valores reales mediante volts, amperes y ohms.

TABLA 10A VALORES REALES DE TRANSFORMADORES

S_n	kVA	1	10	100	1000	400000
E_{np}	V	2400	2400	12470	69000	13800
E_{ns}	V	460	347	600	6900	424000
I_{np}	A	0.417	4.17	8.02	14.5	29000
I_{ns}	A	2.17	28.8	167	145	943
R_1	Ω	58.0	5.16	11.6	27.2	0.0003
R_2	Ω	1.9	0.095	0.024	0.25	0.354
X_{f1}	Ω	32	4.3	39	151	0.028
X_{f2}	Ω	1.16	0.09	0.09	1.5	27
X_m	Ω	200000	29000	150000	505000	460
R_m	Ω	400000	51000	220000	432000	317
I_o	A	0.0134	0.0952	0.101	0.210	52.9

En lugar de expresar R_1 , R_2 , X_{f1} , X_{f2} , X_m y R_m en ohms, podríamos expresarlos con respecto a otro valor óhmico. La pregunta es: ¿Qué valor debemos elegir como base de comparación?

El mejor método es emplear la carga (voltaje y corriente) nominal del transformador. Podemos calcular su valor óhmico y utilizarlo como referencia.

Por ejemplo, en el caso del transformador de 10 kVA que aparece en la tabla 10A, la impedancia nominal de la carga del lado del secundario es

$$Z_{ns} = \frac{E_{ns}}{I_{ns}} = \frac{347 \text{ V}}{28.8 \text{ A}} = 12.0 \Omega$$

Con este valor óhmico como referencia, el valor *relativo* de la resistencia R_2 del secundario es

$$R_2(\text{pu}) = \frac{0.095 \Omega}{12.0 \Omega} = 0.0079$$

Asimismo, la impedancia nominal de la carga del lado del primario es

$$Z_{np} = \frac{E_{np}}{I_{np}} = \frac{2400 \text{ V}}{4.17 \text{ A}} = 576 \Omega$$

Con esta impedancia de carga como referencia, el valor relativo de la resistencia R_1 del primario es

$$R_1(\text{pu}) = \frac{5.16 \Omega}{576 \Omega} = 0.0090$$

Los valores relativos R_1 (pu) y R_2 (pu) son números puros porque son el cociente de dos cantidades que tienen la misma unidad.

Los elementos de circuito del lado del primario siempre se comparan con la impedancia nominal Z_{np} de la carga del lado del primario. Asimismo, los elementos de circuito del lado del secundario se comparan con la impedancia nominal Z_{ns} de la carga del lado del secundario.

Procediendo de esta manera con las demás impedancias del transformador de 10 kVA, obtenemos los valores relativos X_{f1} (pu), R_m (pu), etc., mostrados en la tabla 10B.

Las impedancias relativas de los demás transformadores se calculan de la misma manera. En cada caso se eligen las respectivas impedancias nominales Z_{np} y Z_{ns} de la carga como impedancias de referencia. Con el voltaje y la potencia nominales del transformador, están dadas por

$$Z_{np} = \frac{E_{np}}{I_{np}} = \frac{E_{np}}{S_n/E_{np}} = \frac{E_{np}^2}{S_n} \quad (10.15a)$$

$$Z_{ns} = \frac{E_{ns}}{I_{ns}} = \frac{E_{ns}}{S_n/E_{ns}} = \frac{E_{ns}^2}{S_n} \quad (10.15b)$$

En la práctica, los valores relativos de R_1 , R_2 , X_{f1} , etc., se conocen como valores *por unidad* y son designados por los símbolos $R_1(\text{pu})$, $R_2(\text{pu})$, $X_{f1}(\text{pu})$, etc. Las cantidades utilizadas como referencias se llaman *cantidades base*. Por lo tanto, Z_{np} , Z_{ns} , S_n , E_{np} , E_{ns} , I_{np} , I_{ns} que aparecen en la tabla 10B son cantidades base.

Al examinar la tabla 10B, el lector notará que para un transformador dado, los valores de $R_1(\text{pu})$ y $R_2(\text{pu})$ son casi iguales. Asimismo, los valores de $X_{f1}(\text{pu})$ y $X_{f2}(\text{pu})$ son casi iguales. Este patrón de similitud no aparece en la tabla 10A.

TABLA 10B VALORES POR UNIDAD DE TRANSFORMADORES

S_n	kVA	1	10	100	1000	400000
E_{np}	V	2400	2400	12470	69000	13800
E_{ns}	V	460	347	600	6900	424000
I_{np}	A	0.417	4.17	8.02	14.5	29000
I_{ns}	A	2.17	28.8	167	145	943
Z_{np}	Ω	5760	576	1555	4761	0.4761
Z_{ns}	Ω	211.6	12.0	3.60	47.61	449.4
R_1 (pu)	—	0.0101	0.0090	0.0075	0.0057	0.00071
R_2 (pu)	—	0.0090	0.0079	0.0067	0.0053	0.00079
X_{f1} (pu)	—	0.0056	0.0075	0.0251	0.0317	0.0588
X_{f2} (pu)	—	0.0055	0.0075	0.0250	0.0315	0.0601
X_m (pu)	—	34.7	50.3	96.5	106	966
R_m (pu)	—	69.4	88.5	141.5	90.7	666
I_o (pu)	—	0.032	0.023	0.013	0.015	0.0018

Existe incluso una similitud entre los valores por unidad de transformadores cuyas capacidades son bastante diferentes. Por ejemplo, el $R_1(\text{pu})$ del transformador de 1 kVA (0.0101) es del mismo orden de magnitud que el $R_1(\text{pu})$ del transformador de 1000 kVA (0.0057), a pesar de que el último es 1000 veces más poderoso y de que la diferencia de voltajes es enorme. Claramente, el método por unidad nos ofrece percepciones que de otra manera no serían evidentes.

10.16 Impedancia de un transformador

La impedancia interna Z_p total de un transformador se definió en la sección 10.12 y aparece resaltada en la figura 10.24. En transformadores de potencia y distribución su valor siempre está indicado en la placa de identificación. Sin embargo, está expresada como un porcentaje de la impedancia nominal de la carga. Por lo tanto, si la placa de identificación indica 3.6%, el valor por unidad de Z_p es de 0.036.

Ejemplo 10-8

Un transformador de 250 kVA, 4160 V/480 V, 60 Hz tiene una impedancia de 5.1%. Calcule

- La impedancia base del lado del primario y del secundario.
- La impedancia interna Z_p total del transformador desplazada al lado del primario.

Solución

- La impedancia base del lado del primario es

$$\begin{aligned} Z_{np} &= E_p^2/S_n = 4160^2/250\,000 \\ &= 69 \Omega \end{aligned}$$

La impedancia base del lado del secundario es

$$\begin{aligned} Z_{ns} &= E_s^2/S_n = 480^2/250\,000 \\ &= 0.92 \Omega \end{aligned}$$

- El valor real de Z_p del lado del primario es

$$Z_p = 5.1\% \times Z_{np} = 0.051 \times 69 \Omega = 3.52$$

10.17 Impedancias por unidad típicas

Hemos visto que podemos tener una mejor idea de la magnitud relativa de la resistencia de devanado, reactancia de dispersión, etc., de un transformador comparando estas impedancias con la impedancia base del transformador. Al hacer la comparación, los elementos de circuito localizados del lado del primario se comparan con la impedancia base del primario. Asimismo, los elementos de circuito del lado del secundario se comparan con la impedancia base del secundario. La comparación se puede hacer como un valor porcentual o como un valor por unidad; utilizaremos el último. En la tabla 10C se dan valores por unidad típicos que van de 3 kVA a 100 MVA. Por ejemplo, la tabla muestra la resistencia por unidad del devanado primario de un transformador que va de 0.009 a 0.002 para todas las capacidades de potencia entre 3 kVA y 100 MVA. Dentro de este tremendo intervalo de potencia, la resistencia por unidad R_1 de los devanados primario y secundario varía sólo desde 0.009 hasta 0.002 de la impedancia base del transformador. Conociendo la impedancia base del devanado primario o del secundario, podemos estimar fácilmente el orden de magnitud de los valores reales de las impedancias del transformador. Por ello, la tabla 10C es una útil fuente de información.

TABLA 10C VALORES POR UNIDAD TÍPICOS DE TRANSFORMADORES

Elemento de circuito (vea la figura 10.31)	Valores por unidad típicos	
	3 kVA a 250 kVA	1 MVA a 100 MVA
R_1 o R_2	0.009–0.005	0.005–0.002
X_{f1} o X_{f2}	0.008–0.025	0.03–0.06
X_m	20–30	50–200
R_m	20–50	100–500
I_o	0.05–0.03	0.02–0.005

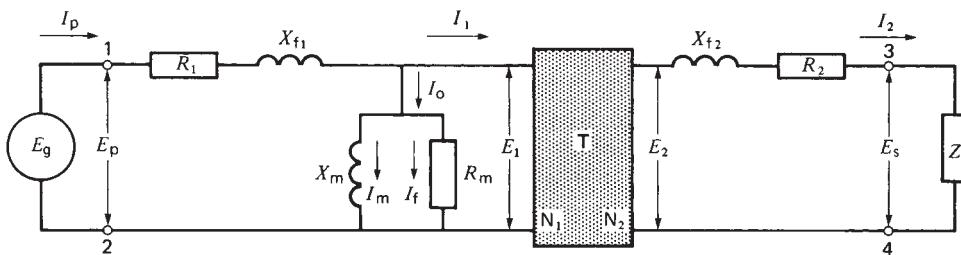


Figura 10.31
Circuito equivalente de un transformador.

Ejemplo 10-9

Con la información dada en la tabla 10C y la figura 10.31, calcule los valores reales aproximados de las impedancias de un transformador de distribución de 250 kVA, 4160 V/480 V, 60 Hz.

Solución

Primero determinamos las impedancias base del lado del primario y del secundario. Con los resultados del ejemplo 10-8, tenemos

$$Z_{np} = 69 \Omega$$

$$Z_{ns} = 0.92 \Omega$$

Ahora calculamos las impedancias reales multiplicando Z_{np} y Z_{ns} por los valores por unidad dados en la tabla 10C. Esto arroja los siguientes resultados:

$$R_1 = 0.005 \times 69 \Omega = 0.35 \Omega$$

$$R_2 = 0.005 \times 0.92 \Omega = 4.6 \text{ m}\Omega$$

$$X_{f1} = 0.025 \times 69 \Omega = 1.7 \Omega$$

$$X_{f2} = 0.025 \times 0.92 \Omega = 23 \text{ m}\Omega$$

$$X_m = 30 \times 69 \Omega = 2070 \Omega = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_m = 50 \times 69 \Omega = 3450 \Omega = 3.5 \text{ k}\Omega$$

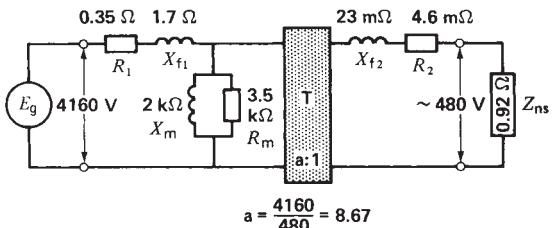


Figura 10.32
Vea el ejemplo 10-9.

Este ejemplo muestra la utilidad del método por unidad para estimar impedancias. El circuito equivalente del transformador de 250 kVA se muestra en la figura 10.32. Los valores verdaderos pueden ser 20 a 50 por ciento más altos o más bajos que los mostrados en la figura. La razón es que los valores por unidad dados en la tabla 10C son estimaciones amplias que abarcan un amplio rango de transformadores.

Ejemplo 10-10

El transformador de 500 kVA, 69 kV/4160 V, 60 Hz mostrado en la figura 10.30 tiene una resistencia R_p

de 150Ω y una reactancia de dispersión X_p de 632Ω . Con el método por unidad, calcule

- La regulación del voltaje cuando la carga varía entre cero y 250 kVA con un factor de potencia retrasado de 80% .
- El voltaje real a través de la carga de 250 kVA .
- La corriente de línea real I_1 .

Solución

Al examinar la figura 10.30, está claro que la presencia de la rama magnetizante no afecta la caída de voltaje a través de R_p y X_p . Por consiguiente, la rama magnetizante no afecta la regulación del voltaje.

Para determinar la regulación del voltaje, desplazaremos todos los voltajes, impedancias y corrientes al lado de alto voltaje (69 kV). Se supone que el voltaje entre las terminales 1, 2 es de 69 kV y que permanece fijo.

La potencia base P_B es de 500 kVA . El voltaje base E_B es de 69 kV .

Por consiguiente, la corriente base es

$$\begin{aligned} I_B &= P_B/E_B = 500\,000/69\,000 \\ &= 7.25 \text{ A} \end{aligned}$$

y la impedancia base es

$$Z_B = E_B/I_B = 69\,000/7.25 = 9517 \Omega$$

El valor por unidad de R_p es

$$R_p(\text{pu}) = 150/9517 = 0.0158$$

El valor por unidad X_p es

$$X_p(\text{pu}) = 632/9517 = 0.0664$$

El valor por unidad del voltaje E_{12} es

$$E_{12}(\text{pu}) = 69\,000/69 \text{ kV} = 1.0$$

El valor por unidad de la potencia aparente absorbida por la carga es

$$S(\text{pu}) = 250 \text{ kVA}/500 \text{ kVA} = 0.5$$

El valor por unidad de la potencia activa absorbida por la carga es

$$P(\text{pu}) = S(\text{pu}) \cos \theta = 0.5 \times 0.8 = 0.4$$

El valor por unidad de la potencia reactiva absorbida por la carga es

$$\begin{aligned} Q(\text{pu}) &= \sqrt{S^2(\text{pu}) - P^2(\text{pu})} \\ &= \sqrt{0.5^2 - 0.4^2} \\ &= 0.3 \end{aligned}$$

La resistencia por unidad R_L de la carga correspondiente a P es

$$R_L(\text{pu}) = \frac{E^2(\text{pu})}{P(\text{pu})} = \frac{1.0^2}{0.4} = 2.50$$

La reactancia por unidad X_L de la carga correspondiente a Q es

$$X_L(\text{pu}) = \frac{E^2(\text{pu})}{Q(\text{pu})} = \frac{1.0^2}{0.3} = 3.33$$

Ahora trazamos el circuito por unidad equivalente mostrado en la figura 10.33. No se muestra la rama magnetizante porque no entra en los cálculos. Observe que la carga aparece a través de las terminales primarias 3, 4 del circuito mostrado en la figura 10.30. (Estas terminales no están accesibles; existen sólo en el diagrama del circuito equivalente.) La impedancia por unidad entre las terminales 3, 4 es

$$\begin{aligned} Z_{34}(\text{pu}) &= \frac{2.50 \times j 3.33}{250 + j 3.33} \\ &= 2 \angle 36.87^\circ \\ &= 1.6 + j 1.2 \end{aligned}$$

La impedancia por unidad entre las terminales 1, 2 es

$$\begin{aligned} Z_{12}(\text{pu}) &= 0.0158 + 1.6 \\ &\quad + j(1.2 + 0.0664) \\ &= 1.616 + j 1.266 \\ &= 2.053 \angle 38.07^\circ \end{aligned}$$

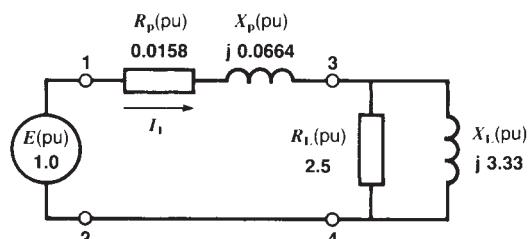


Figura 10.33

Círculo por unidad equivalente de un transformador de 500 kVA que alimenta una carga de 250 kVA .

La corriente por unidad I_1 es

$$I_1(\text{pu}) = \frac{E_{12}(\text{pu})}{Z_{12}(\text{pu})} = \frac{1.0}{2.053 \angle 38.07^\circ} \\ = 0.4872 \angle -38.07^\circ$$

El voltaje por unidad E_{34} a través de la carga es

$$E_{34}(\text{pu}) = I_1(\text{pu}) \times Z_{34}(\text{pu}) \\ = (0.4872 \angle -38.07^\circ) (2 \angle 36.87^\circ) \\ = 0.9744 \angle -1.20^\circ$$

La regulación del voltaje por unidad es

$$\frac{E_{34}(\text{pu}) \text{ sin carga} - E_{34}(\text{pu}) \text{ a plena carga}}{E_{34}(\text{pu}) \text{ a plena carga}} \\ = \frac{1.0 - 0.9744}{0.9744} = 0.0263$$

a. Por lo tanto, la regulación del voltaje es de 2.63%.

Ahora podemos calcular los valores *reales* del voltaje y la corriente como sigue:

El voltaje a través de las terminales 3, 4 es

$$E_{34} = E_{34}(\text{pu}) \times E_B \\ = 0.9744 \times 69\,000 \\ = 67.23 \text{ kV}$$

b. El voltaje real a través de la carga es

$$E_{56} = E_{34} \times (4160/69\,000) \\ = 67.23 \times 10^3 \times 0.0603 \\ = 4054 \text{ V}$$

c. La corriente de línea real es

$$I_1 = I_1(\text{pu}) \times I_B \\ = 0.4872 \times 7.246 \\ = 3.53 \text{ A}$$

10.18 Transformadores en paralelo

Cuando una carga creciente excede la capacidad de potencia de un transformador instalado, en ocasiones se conecta un segundo transformador en paralelo con éste. Para garantizar la adecuada distribución de la

carga entre los dos transformadores, éstos deben poseer lo siguiente:

- Los mismos voltajes en el primario y el secundario.
- La misma impedancia por unidad.

Debemos prestar particular atención a la polaridad de cada transformador, a fin de conectar entre sí sólo las terminales que tengan la misma polaridad (Fig. 10.34). Un error en la polaridad produce un cortocircuito severo en cuanto los transformadores son excitados.

Para calcular las corrientes que fluyen en cada transformador cuando se conectan en paralelo, primero debemos determinar el circuito equivalente del sistema.

Considere en primer lugar el circuito equivalente cuando un solo transformador alimenta una carga Z_L (Fig. 10.35a). El voltaje en el primario es E_p y la impedancia del transformador desplazada al lado del prima-

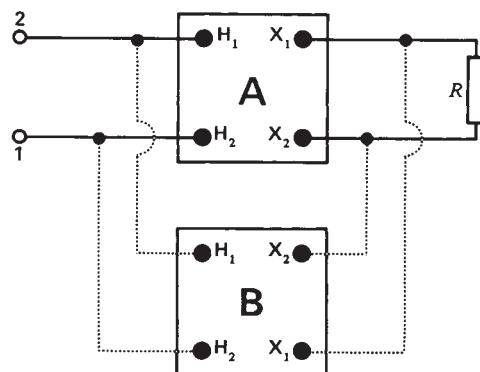


Figura 10.34
Conexión de transformadores en paralelo para compartir una carga.

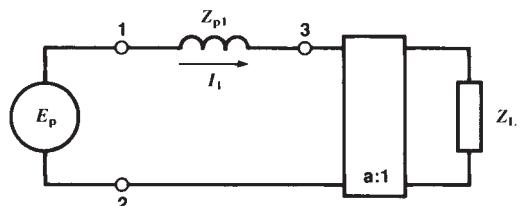


Figura 10.35a
Círculo equivalente de un transformador que alimenta una carga Z_L .

rio es Z_{p1} . Si la relación de transformación es a , podemos simplificar el circuito como el que se muestra en la figura 10.35b, un procedimiento que ya conocemos.

Si un segundo transformador con impedancia Z_{p2} se conecta en paralelo con el primero, el circuito equivalente sería como el mostrado en la figura 10.35c. De hecho, las impedancias de los transformadores están en paralelo. Las corrientes en el primario de los transformadores son I_1 e I_2 , respectivamente. Como la caída de voltaje E_{13} a través de las impedancias es igual, podemos escribir

$$I_1 Z_{p1} = I_2 Z_{p2} \quad (10.16)$$

es decir,

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{Z_{p2}}{Z_{p1}} \quad (10.17)$$

Por lo tanto, la relación de las corrientes en el primario es determinada por la magnitud de las impedancias respectivas en el primario, y no por las capacidades de los dos transformadores. Pero para que el aumento de la temperatura sea igual en ambos transformadores, las corrientes deben ser proporcionales a

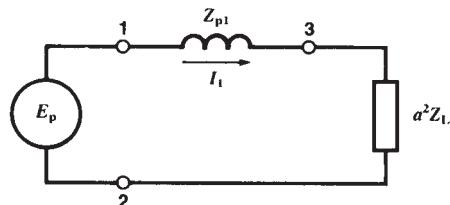


Figura 10.35b

Círculo equivalente con todas las impedancias desplazadas al lado del primario.

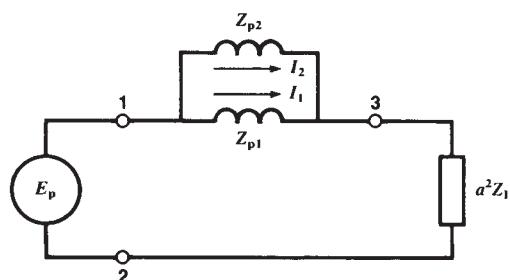


Figura 10.35c

Círculo equivalente de dos transformadores en paralelo que alimentan una carga Z_1 . Todas las impedancias son desplazadas al lado del primario.

las capacidades en kVA respectivas. Por consiguiente, necesitamos satisfacer la siguiente condición:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{S_1}{S_2} \quad (10.18)$$

Con las ecuaciones 10.17 y 10.18 es fácil de comprobar que la condición deseada se satisface si los transformadores tienen las mismas impedancias por unidad. El ejemplo siguiente muestra lo que sucede cuando las impedancias por unidad son diferentes.

Ejemplo 10-11

Se conecta un transformador de 100 kVA en paralelo con un transformador de 250 kVA existente para abastecer una carga de 330 kVA. Los transformadores son de 7200 V/240 V, pero la unidad de 100 kVA tiene una impedancia de 4 por ciento mientras que el transformador de 250 kVA tiene una impedancia de 6 por ciento (Fig. 10.36a).

Calcule

- La corriente nominal en el primario de cada transformador.
- La impedancia de la carga desplazada al lado del primario.
- La impedancia de cada transformador desplazada al lado del primario.
- La corriente real en el primario de cada transformador.

Solución

- La corriente nominal en el primario del transformador de 250 kVA es

$$I_{n1} = 250\ 000 / 7200 = 34.7 \text{ A}$$

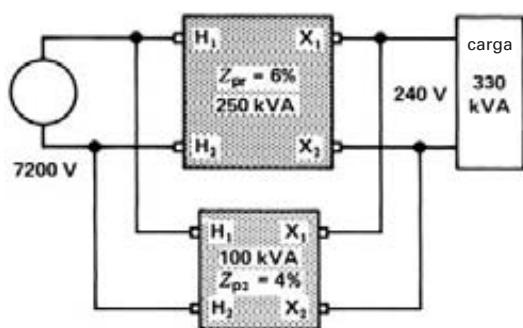


Figura 10.36a

Conexiones reales de un transformador.

La corriente nominal en el primario del transformador de 100 kVA es

$$I_{n2} = 100\,000/7200 = 13.9 \text{ A}$$

- b. El circuito equivalente de los dos transformadores y la carga, desplazado al lado del primario se da en la figura 10.35c. Observe que las impedancias Z_{p1} y Z_{p2} se consideran completamente reactivas. Esta hipótesis se justifica porque los transformadores son bastante grandes.

La impedancia de la carga desplazada al lado del primario es

$$\begin{aligned} Z &= E_p^2/S_{\text{carga}} = 7200^2/330\,000 \\ &= 157 \Omega \end{aligned}$$

La corriente aproximada en la carga es

$$I_L = S_{\text{carga}}/E_p = 330\,000/7200 = 46 \text{ A}$$

- c. La impedancia base de la unidad de 250 kVA es

$$Z_{np1} = 7200^2/250\,000 = 207 \Omega$$

La impedancia del transformador desplazada al lado del primario es

$$Z_{p1} = 0.06 \times 207 = 12.4 \Omega$$

La impedancia base de la unidad de 100 kVA es

$$Z_{np2} = 7200^2/100\,000 = 518 \Omega$$

La impedancia del transformador desplazada al lado del primario es

$$Z_{p2} = 0.04 \times 518 = 20.7 \Omega$$

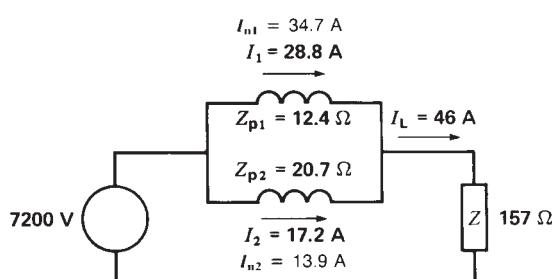


Figura 10.36b

Círculo equivalente. Los cálculos muestran que el transformador de 100 kVA está seriamente sobrecargado.

- d. La figura 10.36b muestra que la corriente de 46 A en la carga se divide como sigue:

$$I_1 = 46 \times 20.7 / (12.4 + 20.7) = 28.8 \text{ A}$$

$$I_2 = 46 - 28.8 = 17.2 \text{ A}$$

El transformador de 100 kVA está seriamente sobre cargado porque transporta una corriente en el primario de 17.2 A, la cual está 25 por ciento por encima de su valor nominal de 13.9 A. La unidad de 250 kVA no está sobrecargada porque sólo transporta una corriente de 28.8 A frente a su valor nominal de 34.7 A. Claramente, los dos transformadores no transportan su parte proporcional de la carga.

El transformador de 100 kVA está sobrecargado a causa de su baja impedancia (4 por ciento), comparada con la impedancia del transformador de 250 kVA (6 por ciento). Un transformador de baja impedancia siempre tiende a transportar más que su parte proporcional de la carga. Si las impedancias porcentuales fueran iguales, la carga se repartiría entre los transformadores en proporción a sus capacidades de potencia respectivas.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 10-1 Mencione las partes principales de un transformador ideal.
- 10-2 Explique cómo se induce un voltaje en el devanado secundario de un transformador.
- 10-3 El devanado secundario de un transformador tiene el doble de vueltas que el primario.
¿Es el voltaje en el secundario mayor o menor que el voltaje en el primario?
- 10-4 ¿Cuál devanado se conecta a la carga, el primario o el secundario?
- 10-5 Enuncie las relaciones de voltaje y corriente entre los devanados primario y secundario de un transformador sometido a carga. Los devanados primario y secundario tienen N_1 y N_2 vueltas, respectivamente.
- 10-6 Mencione las pérdidas producidas en un transformador.
- 10-7 ¿Para qué sirve la corriente sin carga de un transformador?

- 10-8 Mencione tres condiciones que se deben satisfacer para conectar dos transformadores en paralelo.
- 10-9 ¿Cuál es el propósito de las tomas en un transformador?
- 10-10 Mencione tres métodos utilizados para enfriar transformadores.
- 10-11 El primario de un transformador está conectado a una fuente de 600 V y 60 Hz. Si el primario tiene 1200 vueltas y el secundario tiene 240, calcule el voltaje en el secundario.
- 10-12 Los devanados de un transformador tienen 300 y 7500 vueltas, respectivamente. Si el devanado de bajo voltaje es excitado por una fuente de 2400 V, calcule el voltaje a través del devanado de alto voltaje.
- 10-13 Una línea de transmisión de 6.9 kV está conectada a un transformador que tiene 1500 vueltas o espiras en el primario y 24 en el secundario. Si la carga a través del secundario tiene una impedancia de 5Ω , calcule lo siguiente:
- El voltaje en el secundario.
 - Las corrientes en el primario y el secundario.
- 10-14 El primario de un transformador tiene el doble de vueltas que el secundario. El voltaje en el primario es de 220 V y una carga de 5Ω está conectada a través del secundario. Calcule la potencia suministrada por el transformador, así como las corrientes en el primario y el secundario.

- 10-15 Un transformador de 3000 kVA tiene una relación de 60 kV a 2.4 kV. Calcule la corriente nominal de cada devanado.

Nivel intermedio

- 10-16 En el problema 10-11, calcule el valor pico del flujo en el núcleo.
- 10-17 Explique por qué el flujo pico de un transformador de 60 Hz permanece fijo en tanto el voltaje de suministro de ca se mantiene fijo.
- 10-18 El transformador mostrado de la figura 10.37 es excitado por una fuente de 120 V y 60 Hz y absorbe una corriente sin carga I_o de 3 A. Los devanados primario y secundario poseen 200 y 600 vueltas, respectivamente. Si 40 por ciento del flujo a través del primario está enlazado por el secundario, calcule lo siguiente:
- El voltaje indicado por el voltímetro.
 - El valor pico del flujo Φ .
 - El valor pico de Φ_m .
 - Trace el diagrama fasorial que muestre E_1 , E_2 , I_o , Φ_m y Φ_{fl} .
- 10-19 En la figura 10.38, cuando se aplican 600 V a las terminales H_1 y H_2 , se miden 80 V a través de las terminales X_1 , X_2 .
- ¿Cuál es el voltaje entre las terminales H_1 y X_2 ?
 - Si las terminales H_1 , X_1 se conectan entre sí, calcule el voltaje a través de las terminales H_2 , X_2 .
 - ¿El transformador tiene polaridad aditiva o sustractiva?

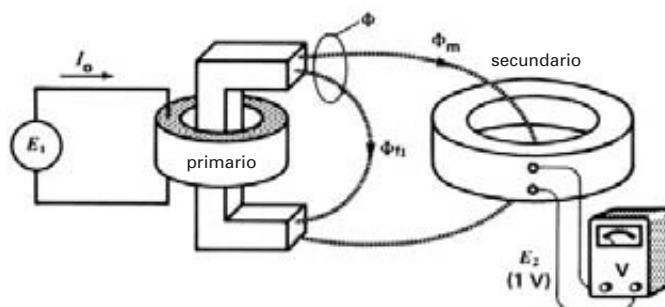
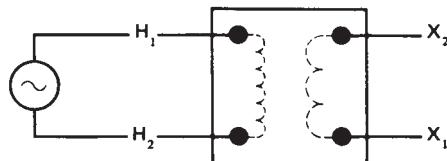


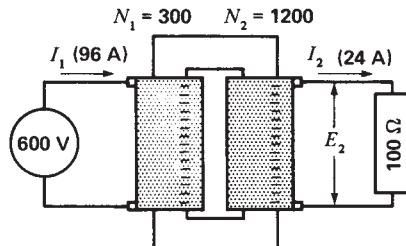
Figura 10.37

Vea el problema 10-18.

**Figura 10.38**

Vea el problema 10-19.

- 10-20 a. Con base en la figura 10.34, ¿qué sucedería si invirtiéramos las terminales H_1 y H_2 del transformador B?
 b. ¿Se vería afectada la operación del banco de transformadores si invirtiéramos las terminales H_1 , H_2 y X_1 , X_2 del transformador B? Explique.
- 10-21 Explique por qué el voltaje en el secundario de un transformador práctico disminuye conforme se incrementa la carga resistiva.
- 10-22 ¿Qué significan los siguientes términos?
 a. Impedancia de un transformador.
 b. Impedancia porcentual de un transformador.
- 10-23 El transformador del problema 10-15 tiene una impedancia de 6 por ciento. Calcule la impedancia [Ω] desplazada al:
 a. Lado del primario de 60 kV.
 b. Lado del secundario de 2.4 kV.
- 10-24 En las terminales 1 y 4 de la figura 10.13 se conecta una línea de 2300 V. Calcule lo siguiente:
 a. El voltaje entre las terminales X_1 y X_2 .
 b. La corriente en cada devanado, si se conecta una carga de 12 kVA a través del secundario.
- 10-25 Un transformador de 66.7 MVA tiene una eficiencia de 99.3 por ciento cuando suministra toda su potencia a una carga que tiene un factor de potencia de 100 por ciento.
 a. Calcule las pérdidas en el transformador en estas condiciones.
 b. Calcule las pérdidas y la eficiencia cuando el transformador suministra 66.7 MVA a una carga cuyo factor de potencia es de 80 por ciento.

**Figura 10.39**

Vea el problema 10-33. El primario está arrollado en una pata y el secundario en la otra.

- 10-26 Si el transformador mostrado en la figura 10.15 estuviera colocado en un tanque de aceite, el aumento de la temperatura se tendría que reducir a 65° . Explique.

Nivel avanzado

- 10-27 Con base en la figura 10.39, calcule el valor pico del flujo en el núcleo si el transformador es alimentado por una fuente de 50 Hz.
- 10-28 La impedancia de un transformador se incrementa conforme se reduce el acoplamiento entre los devanados primario y secundario. Explique.
- 10-29 Se da la siguiente información para el circuito transformador de la figura 10.22.
- | | |
|----------------------|-----------------------------------|
| $R_1 = 18 \Omega$ | $E_p = 14.4 \text{ kV}$ (nominal) |
| $R_2 = 0.005 \Omega$ | $E_s = 240 \text{ V}$ (nominal) |
| $X_{f1} = 40 \Omega$ | $X_{f2} = 0.01 \Omega$ |
- Si el transformador tiene una capacidad nominal de 75 kVA, calcule lo siguiente:
- a. La impedancia del transformador [Ω] desplazada al lado del primario.
 b. La impedancia porcentual del transformador.
 c. La impedancia [Ω] desplazada al lado del secundario.
 d. La impedancia porcentual desplazada al lado del secundario.
 e. Las pérdidas totales en el cobre a plena carga.
 f. La resistencia y reactancia en porcentaje del transformador.

- 10-30 Durante una prueba de cortocircuito en un transformador de 10 MVA, 66 kV/7.2 kV (vea la Fig. 10.28) se obtuvieron los siguientes resultados:

$$E_g = 2640 \text{ V}$$

$$I_{sc} = 72 \text{ A}$$

$$P_{sc} = 9.85 \text{ kW}$$

Calcule lo siguiente:

- a. La resistencia y la reactancia de dispersión totales desplazadas al lado del primario de 66 kV.
- b. La impedancia nominal del transformador desplazada al lado del primario.
- c. La impedancia porcentual del transformador.

- 10-31 En el problema 10-30, si las pérdidas en el hierro a voltaje nominal son de 35 kW, calcule la eficiencia a plena carga del transformador si el factor de potencia de la carga es de 85 por ciento.

- 10-32 a. Los devanados de un transformador operan con una densidad de corriente de 3.5 A/mm^2 . Si son de cobre y operan a una temperatura de 75°C , calcule la pérdida en el cobre por kilogramo.
 b. Si se utilizaran devanados de aluminio, calcule la pérdida por kilogramo en las mismas condiciones.

- 10-33 Si un transformador se construyera realmente de acuerdo con la figura 10.39, tendría una regulación de voltaje muy deficiente. Explique por qué y proponga un método para mejorarla.

Aplicación industrial

- 10-34 Un transformador tiene una capacidad de 200 kVA, 14 400 V/277 V. El devanado de alto voltaje tiene una resistencia de 62Ω . ¿Cuál es la resistencia aproximada del devanado de 277 V?
- 10-35 El devanado primario del transformador del problema 10-34 está arrollado con alambre AWG calibre 11. Calcule la sección transversal aproximada (en milímetros cuadrados) de los conductores del devanado secundario.
- 10-36 Un transformador de distribución lleno de aceite de 10 kVA pesa 118 kg, mientras que uno de 100 kVA de la misma clase pesa 445 kg. Calcule la salida de potencia en watts por kilogramo en cada caso.
- 10-37 El transformador mostrado en la figura 10.13 tiene una capacidad de 40 kVA. Si se aplican 80 V entre las terminales X_1 y X_2 , ¿qué voltaje aparecerá entre las terminales 3 y 4? Si se aplica una sola carga entre las terminales 3 y 4, ¿cuál es la corriente máxima permisible que puede ser absorbida?

CAPÍTULO 11

Transformadores especiales

11.0 Introducción

Muchos transformadores están diseñados para satisfacer aplicaciones industriales específicas. En este capítulo estudiaremos algunos de los transformadores especiales que se utilizan en sistemas de distribución, anuncios de neón, laboratorios, hornos de inducción y aplicaciones de alta frecuencia. Aunque son especiales, conservan las propiedades básicas de los transformadores estándar estudiados en el capítulo 10. Por consiguiente, podemos hacer la siguiente aproximación cuando los transformadores están bajo carga:

1. El voltaje inducido en un devanado es directamente proporcional al número de vueltas, a la frecuencia y al flujo en el núcleo.
2. Las ampere-vueltas del primario son iguales y opuestas a las ampere-vueltas del secundario.
3. La entrada de potencia aparente al transformador es igual a la salida de potencia aparente.
4. La corriente de excitación en el devanado primario se puede ignorar.

11.1 Transformador de distribución de voltaje dual

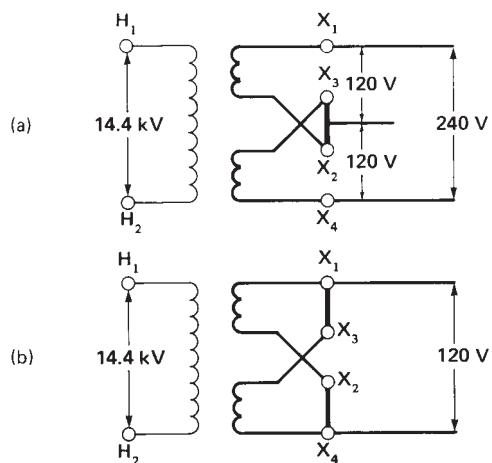
Por lo general, los transformadores que suministran energía eléctrica a áreas residenciales disponen de dos

devanados secundarios, cada uno con capacidad de 120 V. Los devanados están conectados en serie, por lo que el voltaje entre las líneas es de 240 V, mientras que entre las líneas y la toma central es de 120 V (Fig. 11.1). La toma central, llamada *neutro*, siempre está conectada a tierra.

Por lo general, la terminal H₂ del devanado de alto voltaje está unida a la terminal neutra del devanado secundario para que ambos devanados estén conectados a tierra.

La capacidad nominal de estos *transformadores de distribución* va de 3 kVA a 500 kVA. Se instalan en postes de la compañía de electricidad (Fig. 11.2) para abastecer de energía hasta a 20 clientes o consumidores.

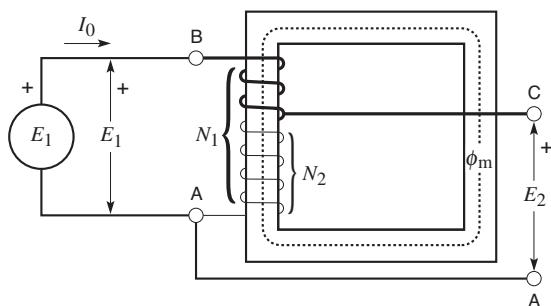
La carga en los transformadores de distribución varía mucho durante el día, según la demanda de los clientes. En distritos residenciales ocurre un pico en la mañana y otro al caer la tarde. Los picos de potencia nunca duran más de una o dos horas, por lo que durante la mayor parte del día los transformadores operan muy por debajo de su capacidad normal. Debido a que miles de transformadores de este tipo están conectados al sistema de suministro de electricidad público, habrá que esforzarse por mantener las pérdidas sin carga al mínimo. Esto se logra utilizando en el núcleo acero al silicio especial para pérdidas bajas.

**Figura 11.1**

- Transformador de distribución con secundario de 120 V/240 V. El conductor central es el neutro.
- El mismo transformador de distribución reconectado para dar sólo 120 V.

**Figura 11.2**

Transformador de distribución monofásico con capacidad de 100 kVA, 14.4 kV/240 V/120 V, 60 Hz, instalado en un poste.

**Figura 11.3**

Autotransformador con N_1 vueltas en el primario y N_2 vueltas en el secundario.

11.2 Autotransformador

Considere un devanado de un transformador simple que cuenta con N_1 vueltas, montadas en un núcleo de hierro (Fig. 11.3). El devanado está conectado a una fuente ca de voltaje fijo E_1 y la corriente de excitación resultante I_0 crea un flujo de ca Φ_m en el núcleo. Como en cualquier transformador, el valor pico del flujo se mantiene fijo en tanto E_1 se mantenga fijo (sección 9.2).

Suponga que se saca una toma C del devanado, para que existan N_2 vueltas entre las terminales A y C. Como el voltaje inducido entre estas terminales es proporcional al número de vueltas, E_2 está dado por

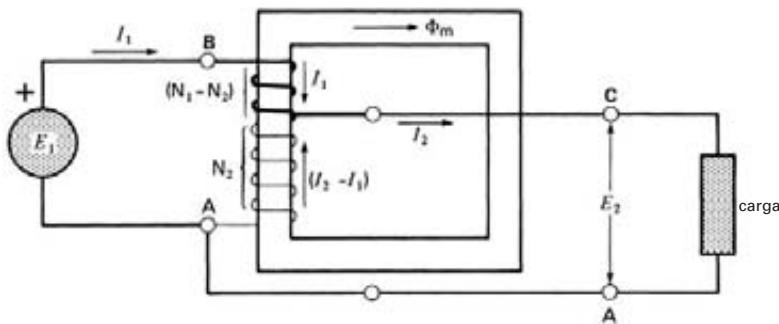
$$E_2 = (N_2/N_1) \times E_1 \quad (11.1)$$

Obviamente, esta bobina simple se asemeja a un transformador con voltaje primario E_1 y voltaje secundario E_2 . Sin embargo, las terminales primarias B, A y las secundarias C, A ya no están aisladas entre sí, debido a la terminal común A.

Si conectamos una carga a las terminales secundarias CA, la corriente resultante I_2 hace que de inmediato fluya una corriente I_1 en el primario (Fig. 11.4).

Obviamente, la parte BC del devanado conduce la corriente I_1 . Por lo tanto, de acuerdo con la ley de la corriente de Kirchhoff, la parte CA conduce una corriente ($I_2 - I_1$). Además, la fmm producida por I_1 debe ser igual y opuesta a la fmm producida por ($I_2 - I_1$). Como resultado, tenemos

$$I_1(N_1 - N_2) = (I_2 - I_1) N_2$$

**Figura 11.4**

Autotransformador bajo carga. Las corrientes fluyen en direcciones opuestas en los devanados superior e inferior.

la cual se reduce a

$$I_1 N_1 = I_2 N_2 \quad (11.2)$$

Finalmente, suponiendo que las pérdidas y la corriente de excitación del transformador son mínimas, la potencia aparente absorbida por la carga debe ser igual a la potencia aparente suministrada por la fuente. Por lo tanto,

$$E_1 I_1 = E_2 I_2 \quad (11.3)$$

Las ecuaciones 11.1, 11.2 y 11.3 son idénticas a las de un transformador estándar que tiene una relación de vueltas N_1/N_2 . Sin embargo, en este *autotransformador* el devanado secundario es en realidad parte del devanado primario. De hecho, un autotransformador elimina la necesidad de un devanado secundario aparte. Por consiguiente, los autotransformadores siempre son más pequeños, más ligeros y más baratos que los transformadores estándar de igual salida de potencia. La diferencia de tamaño se vuelve particularmente importante cuando la relación de transformación E_1/E_2 está entre 0.5 y 2. Por otra parte, la ausencia de aislamiento eléctrico entre los devanados primario y secundario es una seria desventaja en algunas aplicaciones.

Los autotransformadores se utilizan para arrancar motores de inducción, para regular el voltaje de líneas de transmisión y, en general, para transformar voltajes cuando la relación de primario a secundario se aproxima a 1.

Ejemplo 11-1

El autotransformador mostrado en la figura 11.4 tiene una toma de 80 por ciento y el voltaje de suministro E_1

es de 300 V. Si se conecta una carga de 3.6 kW a través del secundario, calcule:

- El voltaje y la corriente en el secundario.
- Las corrientes que fluyen en el devanado.
- El tamaño relativo de los conductores de los devanados BC y CA.

Solución

- El voltaje en el secundario es

$$E_2 = 80\% \times 300 = 240 \text{ V}$$

La corriente en el secundario es

$$I_2 = P/E_2 = 3600/240 = 15 \text{ A} \quad (\text{Fig. 11.5})$$

- La corriente suministrada por la fuente es

$$I_1 = P/E_1 = 3600/300 = 12 \text{ A}$$

La corriente en el devanado BC = 12 A

La corriente en devanado CA = 15 - 12 = 3 A

- Los conductores del devanado secundario CA pueden tener un cuarto del tamaño de los del devanado BC porque la corriente es 4 veces menor (vea la figura 11.5). Sin embargo, el voltaje a través del devanado BC es igual a la diferencia entre los voltajes en el primario y el secundario, es decir $(300 - 240) = 60 \text{ V}$. Por consiguiente, el devanado CA tiene el cuádruple de vueltas que el devanado BC. Así, los dos devanados requieren básicamente la misma cantidad de cobre.

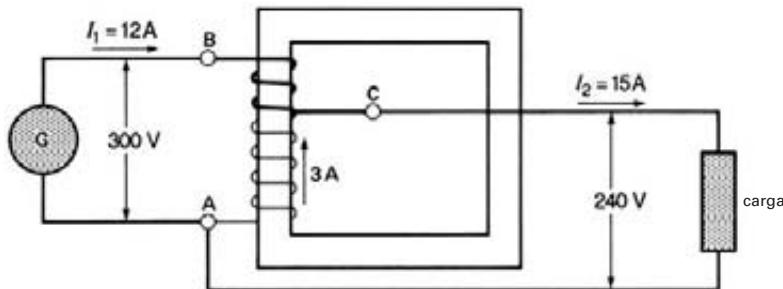


Figura 11.5
Autotransformador del ejemplo 11-1.

11.3 Transformador convencional conectado como autotransformador

Un transformador convencional de dos devanados puede ser convertido en autotransformador conectando en serie los devanados primario y secundario. Dependiendo de cómo se haga la conexión, el voltaje en el secundario puede sumarse al, o restarse del, voltaje primario. La operación y el comportamiento básicos de un transformador no se ven afectados por un simple cambio en las conexiones externas. Por lo tanto, podemos aplicar las siguientes reglas siempre que conectemos un transformador convencional como un autotransformador:

1. La corriente de cualquier devanado no deberá exceder su capacidad de corriente nominal.
2. El voltaje a través de cualquier devanado no deberá exceder su capacidad de voltaje nominal.
3. Si la corriente nominal fluye por un devanado, *automáticamente* fluirá por el otro (esto se debe a que las ampere-vueltas de los devanados siempre son iguales).
4. Si existe voltaje nominal en un devanado, *automáticamente* existe a través del otro (esto se debe a que el mismo flujo mutuo enlaza ambos devanados).
5. Si la corriente de un devanado fluye de H_1 a H_2 , la corriente del otro debe hacerlo de X_2 a X_1 y viceversa.

6. Los voltajes se suman cuando las terminales de polaridad opuesta (H_1 y X_2 o H_2 y X_1) están conectadas entre sí por medio de un puente o alambre de cierre. Los voltajes se restan cuando H_1 y X_1 (o H_2 y X_2) están conectadas entre sí.

Ejemplo 11-2

El transformador monofásico estándar mostrado en la figura 11.6 tiene una capacidad de 15 kVA, 600 V/120 V, 60 Hz. Deseamos reconectarlo como autotransformador de tres diferentes maneras para obtener tres relaciones de voltaje diferentes:

- a. Primario de 600 V a secundario de 480 V.
- b. Primario de 600 V a secundario de 720 V.
- c. Primario de 120 V a secundario de 480 V.

Calcule la carga máxima que el transformador puede soportar en cada caso.

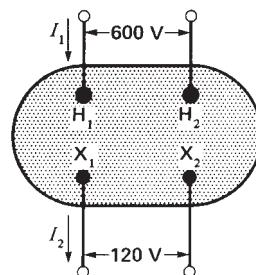


Figura 11.6
Transformador estándar de 15 kVA, 600 V/120 V.

Solución

La corriente nominal del devanado de 600 V es

$$I_1 = S/E_1 = 15\,000/600 = 25 \text{ A}$$

La corriente nominal del devanado de 120 V es

$$I_2 = S/E_2 = 15\,000/120 = 125 \text{ A}$$

- Para obtener 480 V, el voltaje secundario (120 V) entre las terminales X_1 , X_2 debe restarse del voltaje primario (600 V). Por consiguiente, conectamos entre sí las terminales que tienen la misma polaridad, como se muestra en la figura 11.7. El diagrama esquemático correspondiente se da en la figura 11.8.

Observe que la corriente en el devanado de 120 V es igual que en la carga. Debido a que este devanado tiene una capacidad de corriente nominal de 125 A, la carga puede absorber una potencia máxima:

$$S_a = 125 \text{ A} \times 480 \text{ V} = 60 \text{ kVA}$$

Las corrientes que fluyen en el circuito a plena carga se muestran en la figura 11.8. Observe lo siguiente:

- Si se supone que la corriente de 125 A fluye de X_1 a X_2 en el devanado, una corriente de 25 A debe fluir de H_2 a H_1 en el otro devanado. Entonces, encontramos las demás corrientes aplicando la ley de la corriente de Kirchhoff.
- La potencia aparente suministrada por la fuente es igual a la absorbida por la carga:

$$S = 100 \text{ A} \times 600 \text{ V} = 60 \text{ kVA}$$

- Para obtener la relación de 600 V/720 V, el voltaje del secundario debe sumarse al voltaje del primario: $600 + 120 = 720$ V. Por consiguiente, las terminales de polaridad opuesta (H_1 y X_2) deben conectarse entre sí, como se muestra en la figura 11.9.

La corriente del devanado secundario es nuevamente igual que la de la carga, por lo que la corriente de carga máxima es otra vez de 125 A. La carga máxima es ahora

$$S_b = 125 \text{ A} \times 720 \text{ V} = 90 \text{ kVA}$$

Los ejemplos previos muestran que cuando un transformador convencional se conecta como au-

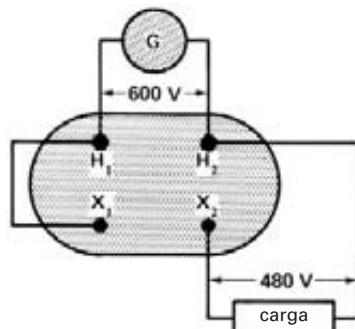


Figura 11.7

Transformador reconectado como autotransformador para que dé una relación de 600 V/480 V.

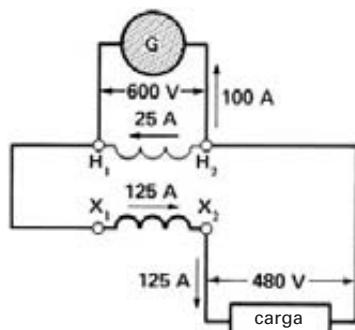


Figura 11.8

Diagrama esquemático de la figura 11.7 que muestra voltajes y flujos de corriente.

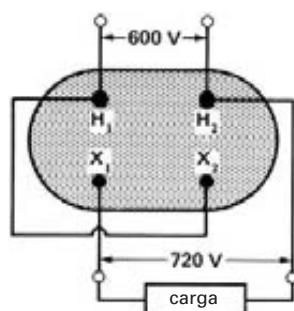
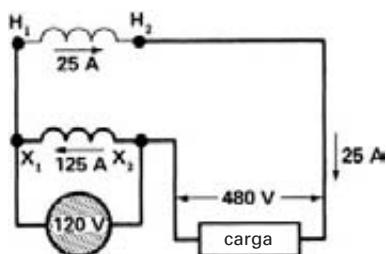


Figura 11.9

Transformador reconectado para que dé una relación de 600 V/720 V.

**Figura 11.10**

Transformador reconectado para que dé una relación de 120 V/480 V.

- totransformador, puede abastecer a una carga mucho más grande que la capacidad nominal del transformador. Como ya mencionamos, ésta es una de las ventajas de utilizar un autotransformador en lugar de un transformador convencional. Sin embargo, éste no siempre es el caso, como veremos en la siguiente parte del ejemplo.
- c. Para obtener la relación deseada de 120 V a 480 V, conectamos de nuevo H_1 y X_1 (como en la solución a), pero ahora conectamos la fuente a las terminales X_1 , X_2 (Fig. 11.10).

En esta ocasión, la corriente del devanado de 600 V es igual que la de la carga; por consiguiente, la corriente de carga máxima no puede exceder los 25 A. Así, la carga máxima correspondiente es,

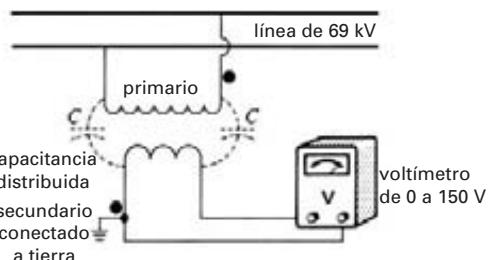
$$S_c = 25 \text{ A} \times 480 \text{ V} = 12 \text{ kVA}$$

Esta carga es *menor* que la capacidad nominal (15 kVA) del transformador estándar.

Debemos hacer un comentario final con respecto a estas tres conexiones de autotransformador. El aumento de la temperatura del transformador es igual en cada caso, aun cuando las cargas son de 60 kVA, 90 kVA y 12 kVA, respectivamente. La razón es que las corrientes en los devanados y el flujo en el núcleo son idénticos en cada caso, así que las pérdidas son iguales.

11.4 Transformadores de voltaje o de potencial

Los transformadores de voltaje (también llamados *transformadores de potencial*) son transformadores de alta precisión en los que la relación de voltaje primario a voltaje secundario es una constante conocida, la cual cam-

**Figura 11.11**

Transformador de potencial instalado en una línea de 69 kV. Observe la capacitancia distribuida entre los devanados.

bia muy poco con la carga.* Además, el voltaje secundario está casi exactamente en fase con el voltaje primario. El voltaje secundario nominal casi siempre es de 115 V, independientemente de cuál sea el voltaje primario nominal. Esto permite utilizar instrumentos estándar y relevadores del lado del secundario. Los transformadores de voltaje se utilizan para medir o monitorear el voltaje en líneas de transmisión y para aislar el equipo de medición de éstas (Fig. 11.11).

La construcción de transformadores de voltaje es similar a la de los transformadores convencionales. Sin embargo, el aislamiento entre los devanados primario y secundario debe ser particularmente grande para soportar el voltaje de línea completo en lado de AV.

A este respecto, una terminal del devanado secundario siempre está conectada a tierra para eliminar el peligro de un choque fatal si se toca uno de los conductores secundarios. Aun cuando el secundario parece estar aislado del primario, la capacitancia distribuida entre los dos devanados establece una conexión invisible, la cual puede producir un voltaje muy alto entre el devanado secundario y la tierra. Conectando a tierra una de las terminales secundarias, el voltaje más alto entre las líneas secundarias y la tierra se limita a 115 V.

Por lo general, la capacidad nominal de los transformadores de voltaje es de menos de 500 VA. Por consiguiente, a menudo el volumen de aislante es mucho mayor que el volumen de cobre o acero.

* En el caso de transformadores de voltaje y transformadores de corriente, la carga recibe el nombre de peso (*burden*).

Los transformadores de voltaje instalados en líneas de alto voltaje (AV) siempre miden el voltaje de línea a neutro. Esto elimina la necesidad de utilizar dos boquillas de alto voltaje porque un lado del primario se conecta a tierra. Por ejemplo el transformador de 7000 VA y 80.5 kV mostrado en la figura 11.12 tiene una gran boquilla de porcelana para aislar la línea de alto voltaje de la caja conectada a tierra. Ésta aloja el transformador real.

El aislamiento de impulso básico (BIL, por sus siglas en inglés) de 650 kV expresa la capacidad del transformador de soportar descargas eléctricas atmosféricas (relámpagos) y sobrecorrientes de comutación debido a la conexión y desconexión de éste al sistema eléctrico.

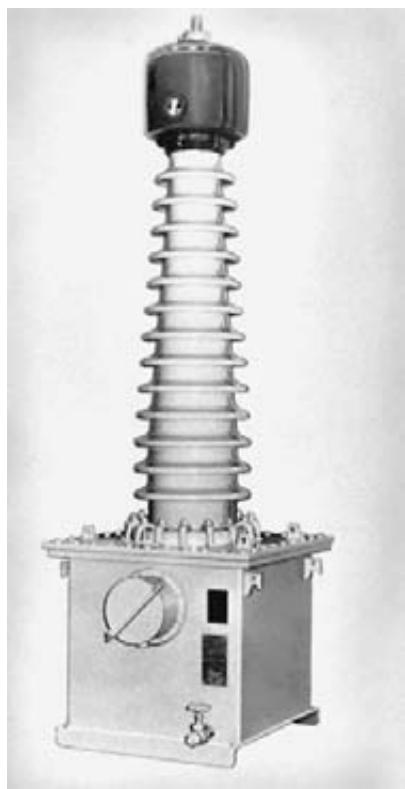


Figura 11.12

Transformador de potencial de 7000 VA, 80.5 kV, 50/60 Hz que tiene una precisión de 0.3% y aislamiento de impulso básico de 650 kV. La terminal primaria en la parte superior de la boquilla está conectada a la línea de alto voltaje mientras que la otra está conectada a tierra. El secundario se compone de dos devanados de 115 V cada uno con toma de 66.4 V. Otros detalles: altura total: 2565 mm; altura de la boquilla de porcelana: 1880 mm; aceite: 250 L; peso: 740 kg.
(Cortesía de Ferranti-Packard)

11.5 Transformadores de corriente

Los transformadores de corriente son transformadores de alta precisión en los cuales la relación de las corrientes primaria a secundaria es una constante conocida que cambia muy poco con la carga. El ángulo de fase entre ellas es muy pequeño, en general mucho menor que un grado. La relación de las corrientes altamente precisa y el ángulo de fase pequeño se logran manteniendo pequeña la corriente de excitación.

Los transformadores de corriente se utilizan para medir o monitorear la corriente en una línea y para aislar el equipo de medición y el relevador conectados al secundario. El primario se conecta en serie con la línea, como se muestra en la figura 11.13. Por lo general, la corriente secundaria nominal es de 5 A, independientemente de la capacidad de corriente del primario.

Como los transformadores de corriente se utilizan sólo para medición y protección de sistemas, su capacidad de potencia es pequeña —en general, entre 15 VA y 200 VA. Como en el caso de transformadores convencionales, la relación de corriente es inversamente proporcional al número de vueltas en los devanados primario y secundario. Por lo tanto, un transformador de corriente con una relación de 150 A/5 A tiene 30 veces más vueltas en el secundario que en el primario.

Por razones de seguridad, siempre se deben utilizar transformadores de corriente cuando se miden corrientes en líneas de transmisión de alto voltaje. El aislamiento entre los devanados primario y secundario debe ser suficientemente grande para soportar el voltaje completo de línea a neutro, incluidas las sobrecorrientes de línea. El voltaje máximo que el transformador de corriente puede soportar siempre se muestra en la placa de identificación.

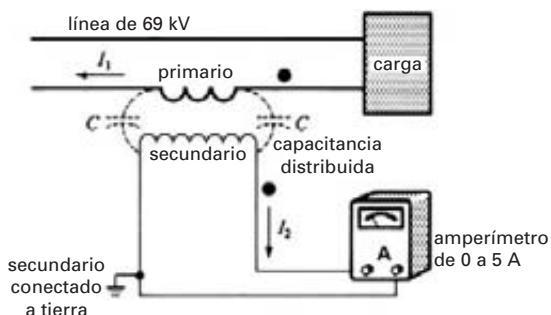


Figura 11.13

Transformador de corriente instalado en una línea de 69 kV.

Como en el caso de transformadores de voltaje (y por las mismas razones) una de las terminales secundarias siempre se conecta a tierra.

La figura 11.14 muestra un transformador de corriente de 500 VA, 100 A/5 A diseñado para una línea de 230 kV. La gran boquilla sirve para aislar la línea de alto voltaje de la tierra. El transformador de corriente está alojado en la caja de acero asentada en el suelo por el extremo inferior de la boquilla. El extremo superior del casquillo tiene dos terminales conectadas en serie con la línea de alto voltaje. La corriente de línea fluye hacia una terminal y baja por la boquilla, pasa a través del primario del transformador y luego sube por la boquilla y sale por la otra terminal. En la figura 11.15 se muestra la construcción interna de un transformador de corriente, y en la figura 11.16 se muestra una instalación típica.

Para propósitos de comparación, el transformador de corriente de 50 VA mostrado en la figura 11.17 es mucho más pequeño, principalmente porque está aislado para sólo 36 kV.

Ejemplo 11-3

El transformador de corriente mostrado en la figura 11.17 tiene una capacidad de 50 VA, 400 A/5 A, 36

kV, 60 Hz. Está conectado a una línea de ca, cuyo voltaje de línea a neutro es de 14.4 kV, de una manera similar a la mostrada en la figura 11.13. Los amperímetros, relevadores y alambres de conexión del lado del secundario poseen una impedancia (carga) total de 1.2Ω . Si la corriente en la línea de transmisión es de 280 A, calcule

- La corriente en el secundario.
- El voltaje a través de las terminales del secundario.
- La caída de voltaje a través del primario.

Solución

- La relación de las corrientes es

$$I_1/I_2 = 400/5 = 80$$

La relación de vueltas es

$$N_1/N_2 = 1/80$$

La corriente en el secundario es

$$I_2 = 280/80 = 3.5 \text{ A}$$



Figura 11.14

Transformador de corriente de 500 VA, 100 A/5 A, 60 Hz, aislado para una línea de 230 kV y con precisión de 0.6%. (Cortesía de Westinghouse)



Figura 11.15

Transformador de corriente en el proceso final de construcción. (Cortesía de Ferranti-Packard)

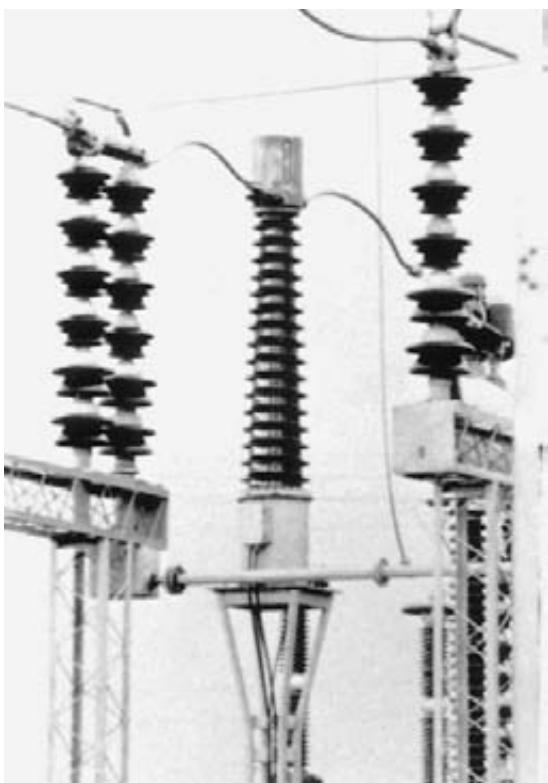


Figura 11.16

Transformador de corriente en serie con una fase de una línea trifásica de 220 kV en el interior de una subestación.

- b. El voltaje a través de la impedancia o carga es

$$E_2 = IR = 3.5 \times 1.2 = 4.2 \text{ V}$$

Por lo tanto, el voltaje secundario es de 4.2 V.
c. El voltaje primario es

$$E_1 = 4.2/80 = 0.0525 = 52.5 \text{ mV}$$

Ésta es una caída de voltaje minúscula, comparada con el voltaje de línea a neutro de 14.4 kV.

11.6 Peligro al abrir el secundario de un transformador de corriente

Se debe tener cuidado de *nunca* abrir el circuito secundario de un transformador de corriente mientras fluye corriente en el circuito primario. Si se abre por accidente el secundario, la corriente primaria I_1 continúa flu-



Figura 11.17

Transformador de corriente de 50 VA, 400 A/5 A, 60 Hz, encapsulado en material epóxico (epoxy) y aislado para 36 kV. (Cortesía de Montel, Sprecher & Schuh)

yendo sin cambios porque la impedancia del primario es mínima comparada con la de la carga eléctrica. Por lo tanto, la corriente de línea se transforma en la corriente de *excitación* del transformador porque ya no hay efecto de compensación a causa de los ampere-vueltas del secundario. Como la corriente de línea puede ser de 100 a 200 veces mayor que la corriente de excitación normal, el flujo en el núcleo alcanza picos mucho más altos que los normales. El flujo es tan grande que el núcleo está totalmente saturado durante la mayor parte de cada medio ciclo. Remitiéndonos a la figura 11.18, a medida que la corriente primaria I_1 aumenta y cae durante el primer medio ciclo, el flujo Φ en el núcleo también aumenta y cae, pero permanece a un nivel de saturación Φ_s fijo durante la mayor parte del tiempo. Sucede lo mismo durante el segundo medio ciclo. Durante estos intervalos de saturación, el voltaje inducido a través del devanado secundario es mínimo porque el flujo cambia muy poco. Sin embargo, durante los intervalos sin saturación, el flujo cambia a una tasa extremadamente alta e induce picos de voltaje de varios cientos de volts a través del secundario en circuito abierto. Ésta es una situación peligrosa ya que un operador que no esté al tanto de la situación podría recibir

con facilidad un fuerte choque o descarga eléctrica. El voltaje es particularmente alto en transformadores de corriente con capacidades de más de 50 VA.

De esta manera, por razones de seguridad, si se tiene que desconectar un medidor o relevador del circuito secundario de un transformador de corriente, primero debemos poner en cortocircuito el devanado secundario y después quitar el componente. Poner en cortocircuito un transformador de corriente no causa daños porque la corriente del primario no cambia y la del secundario no puede ser mayor que la determinada por la relación de vueltas. El cortocircuito a través del devanado se puede eliminar *después* de cerrar nuevamente el circuito secundario.

11.7 Transformadores de corriente toroidal

Cuando la corriente de línea excede los 100 A, en ocasiones podemos utilizar un transformador de corriente *toroidal*, el cual consiste en un núcleo anular laminado que contiene el devanado secundario. El primario se compone de un conductor único que simplemente pasa por el centro del anillo (Fig. 11.19). La posición del conductor primario no es importante en tanto esté más o menos centrado. Si el secundario posee N vueltas, la relación de transformación es N . Por lo tanto, un transformador de corriente toroidal con una relación de 1000 A/5 A tiene 200 vueltas en el devanado secundario.

Los transformadores de corriente toroidal son simples y baratos y se utilizan mucho en instalaciones bajo techo de bajo voltaje (BV) y mediano voltaje (MV). También están integrados en boquillas cortacircuitos para monitorear la corriente de línea (Fig. 11.20). Si la corriente excede un límite predeterminado, el transformador de corriente activa el cortacircuito.

Ejemplo 11-4

Un transformador de potencial de 14 400 V/115 V y un transformador de corriente de 75 A/5 A se utilizan para medir el voltaje y la corriente en una línea de transmisión. Si el voltímetro indica 111 V y el amperímetro lee 3 A, calcule el voltaje y la corriente en la línea.

Solución

El voltaje en la línea es

$$E = 111 \times (14\,400/115) = 13\,900 \text{ V}$$

La corriente en la línea es

$$I = 3 \times (75/5) = 45 \text{ A}$$

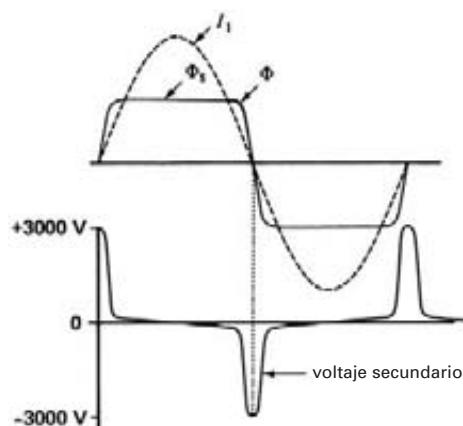


Figura 11.18

Corriente primaria, flujo y voltaje secundario cuando se pone en circuito abierto un transformador de corriente.

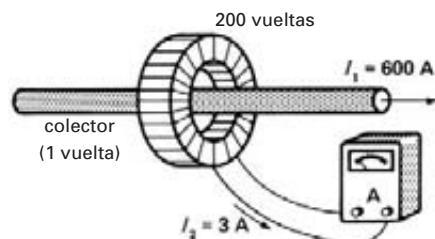


Figura 11.19

Transformador toroidal que tiene una relación de 1000 A/5 A, conectado para medir la corriente en una línea.

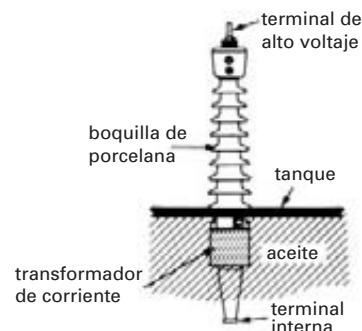


Figura 11.20

Transformador toroidal que rodea un conductor que se encuentra dentro de una boquilla.

11.8 Autotransformador variable

Con frecuencia se utiliza un autotransformador variable cuando es necesario obtener un voltaje de ca variable de una fuente de ca de voltaje fijo. El transformador se compone de un devanado de una sola capa arrollado uniformemente en un núcleo de hierro toroidal. Una escobilla de carbón móvil en contacto deslizante con el devanado funciona como toma variable. La escobilla se puede colocar en cualquier posición entre 0 y 330°. Se puede utilizar un posicionamiento manual o motorizado (Figs. 11.21 y 11.23).

A medida que la escobilla se desliza sobre la parte descubierta del devanado, el voltaje secundario E_2 se incrementa en proporción al número de vueltas barri-

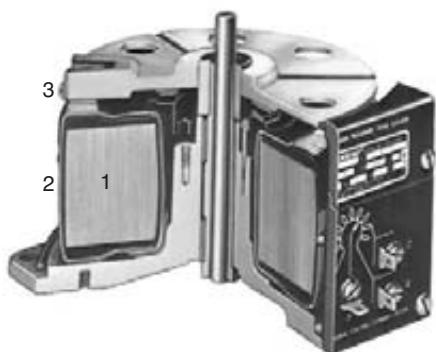


Figura 11.21

Corte de un autotransformador variable de 0-140 V y 15 A operado manualmente, que muestra (1) el núcleo toroidal laminado; (2) el devanado de una capa; (3) la escobilla móvil.

(Cortesía de American Superior Electric)

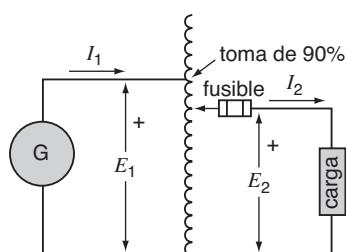


Figura 11.22

Diagrama esquemático de un autotransformador variable que tiene una toma fija de 90%.

das (Fig. 11.22). Por lo general, el voltaje de entrada E_1 se conecta a una toma fija de 90 ciento en el devanado. Esto permite que E_2 varíe de 0 a 110 por ciento del voltaje de entrada.

Los autotransformadores variables son eficientes y proporcionan una buena regulación del voltaje bajo cargas variables. La línea secundaria siempre deberá estar protegida por un fusible o cortacircuito para que la corriente de salida I_2 nunca exceda la capacidad de corriente del autotransformador.

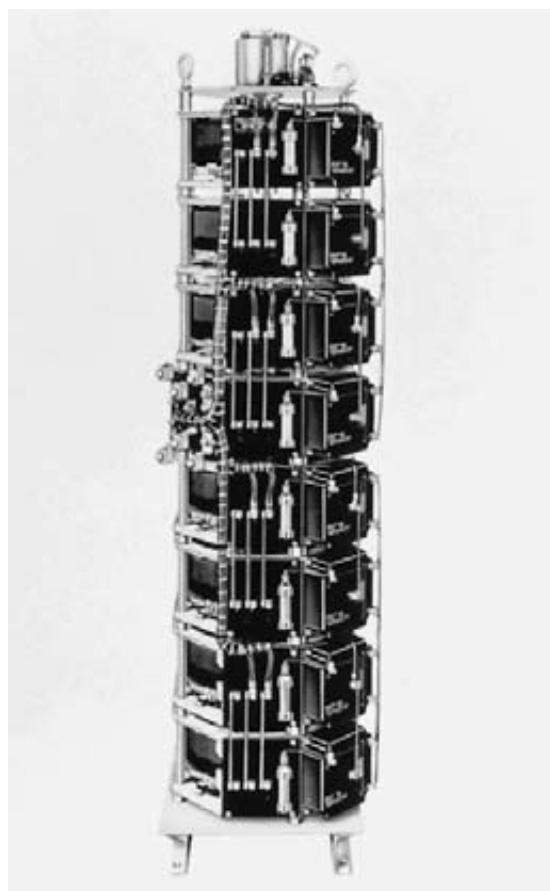


Figura 11.23

Autotransformador variable de 200 A, 0-240 V, 50 Hz/60 Hz. Se compone de ocho unidades de 50 A, 120 V, conectadas en serie-paralelo. Esta unidad motorizada puede variar el voltaje de salida de cero a 240 V en 5 s. Dimensiones: 400 mm × 1500 mm. (Cortesía de American Superior Electric)

11.9 Transformadores de alta impedancia

Los transformadores que hemos estudiado hasta ahora están diseñados para tener una reactancia de dispersión relativamente baja, tal vez entre 0.03 y 0.1 por unidad (sección 10.13). No obstante, algunas aplicaciones industriales y comerciales requieren reactancias mucho más altas, que en ocasiones alcanzan valores hasta de 0.9 pu. Estos transformadores de alta impedancia se utilizan en las siguientes aplicaciones típicas:

juguetes eléctricos	soldadoras de arco
lámparas fluorescentes	hornos de arco eléctrico
anuncios de neón	reguladores de potencia
quemadores de petróleo	reactiva

Examinemos brevemente estas aplicaciones especiales.

1. Un transformador para juguete con frecuencia es puesto en cortocircuito por accidente, pero ya que es utilizado por niños, no es práctico ni seguro protegerlo con un fusible. Por consiguiente, el transformador se diseña de modo que su reactancia de dispersión sea tan alta que incluso un cortocircuito permanente a través del secundario de bajo voltaje no provoque sobrecalentamiento.

Lo mismo sucede con algunos transformadores de timbres que proporcionan señalización de bajo voltaje por toda una casa. Si ocurre un cortocircuito en el lado del secundario, la corriente será limitada automáticamente por la alta reactancia para que no se queme el transformador o se dañe el frágil cableado del anunciador.

2. Los hornos de arco eléctrico y las descargas en gases poseen una característica E/I negativa, lo que significa que una vez que se establece el arco, la corriente se incrementa a medida que el voltaje disminuye. Para mantener un arco permanente o una descarga uniforme, debemos agregar una impedancia en serie con la carga. La impedancia en serie puede ser un resistor o un reactor, pero es preferible el último porque consume muy poca potencia activa.

Sin embargo, si utilizamos un transformador para alimentar la carga, en general es más económico incorporar la reactancia en el transformador, diseñándolo para que tenga una alta reactancia de dispersión. Un ejemplo típico es el transformador de anuncio de neón mostrado en la figura 11.24.

El devanado primario P está conectado a una fuente de ca de 240 V y los dos devanados secundarios S están conectados en serie a través del largo tubo de neón. Debido a los grandes flujos de dispersión Φ_a y Φ_b , el voltaje secundario E_2 cae con rapidez conforme se incrementa la corriente, como se ve en la curva de regulación del transformador (Fig. 11.24c). El alto voltaje de circuito abierto (20 kV) inicia la descarga, pero en cuanto el tubo de neón enciende, la corriente secundaria es limitada automáticamente a 15 mA. El voltaje correspondiente a través del tubo de neón se reduce a 15 kV. La potencia de estos transformadores va de 50 VA a 1500 VA. Los voltajes secundarios van de 2 kV a 20 kV, dependiendo principalmente de la longitud del tubo.

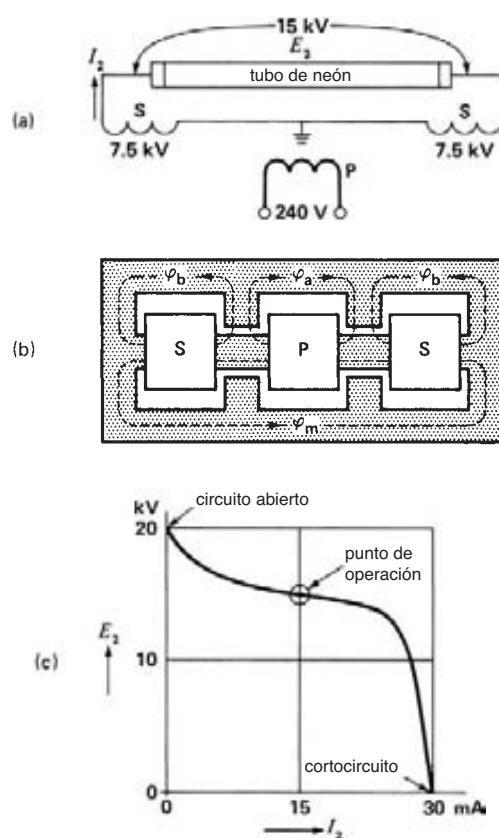


Figura 11.24

- a. Diagrama esquemático de un transformador de anuncio de neón.
- b. Construcción del transformador.
- c. Característica E - I típica del transformador.

Regresando a la figura 11.24a, observamos que el centro del devanado secundario está conectado a tierra. Esto garantiza que el voltaje secundario línea a tierra sea sólo la mitad del voltaje a través del tubo de neón. Como resultado, se requiere menos aislamiento para el devanado de alto voltaje.

Los transformadores de lámpara fluorescente (llamadas balastras) tienen propiedades similares a aquellas de los transformadores de anuncios de neón. Por lo general se utilizan capacitores para mejorar el factor de potencia del circuito total.

Los transformadores de quemador de petróleo poseen básicamente las mismas características que los transformadores de anuncios de neón. Un voltaje de circuito abierto secundario de aproximadamente 10 kV crea un arco entre dos electrodos situados muy cerca entre sí inmediatamente sobre el chorro de petróleo. El arco enciende de forma continua el petróleo vaporizado mientras el quemador está en operación.

3. Algunos hornos eléctricos generan calor por medio de un arco intenso situado entre dos electrodos de carbón. Se utiliza un voltaje secundario bajo y la reactancia de dispersión del transformador limita la gran corriente secundaria. La capacidad de estos transformadores oscila entre 100 kVA y 500 MVA. En hornos muy grandes, la reactancia de dispersión del secundario, junto con la reactancia de los conductores, por lo general es suficiente para generar la impedancia limitante necesaria.
4. Los transformadores de soldadoras de arco también están diseñados para que tengan una alta reactancia de dispersión a fin de estabilizar el arco durante el proceso de soldadura. El voltaje de circuito abierto es aproximadamente de 70 V, el cual facilita la formación del arco cuando el electrodo toca la pieza de trabajo. Sin embargo, en cuanto se establece el arco, el voltaje secundario se reduce a cerca de 15 V, un valor que depende del largo del arco y de la intensidad de la corriente de soldar.
5. Como ejemplo final de transformadores de alta impedancia, mencionaremos las enormes unidades trifásicas que absorben potencia reactiva de una línea de transmisión trifásica. Estos transformadores están diseñados para producir flujo de dispersión, por lo que los devanados primario y secundario tienen un acoplamiento muy débil. Los tres devanados primarios están conectados a la línea

de alto voltaje (por lo general, de entre 230 kV y 765 kV) mientras que los tres devanados secundarios (por lo general, de 6 kV) están conectados a un controlador electrónico (Fig. 11.25). El controlador permite que fluya más o menos corriente secundaria, lo que provoca que el flujo de dispersión varíe de manera correspondiente. Un cambio en el flujo de dispersión produce un cambio correspondiente en la potencia reactiva absorbida por el transformador. El transformador, incorporado a un compensador variable estático, se analiza con más detalle en la sección 25.27.

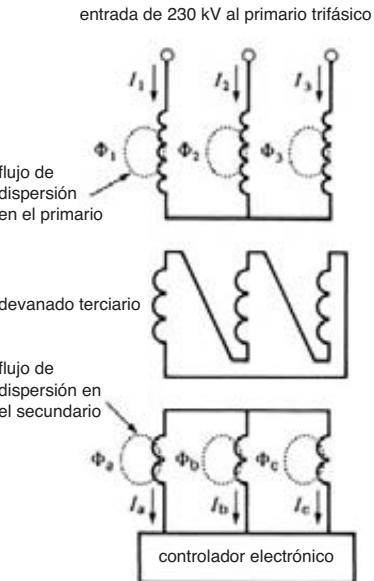
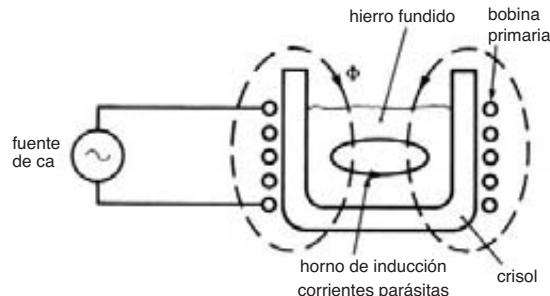


Figura 11.25
Compensador variable estático trifásico que tiene alta reactancia de dispersión.

11.10 Transformadores de calentamiento por inducción

Los hornos de inducción de alta potencia también utilizan el principio de transformador para producir acero de alta calidad y otras aleaciones. Podemos entender el principio de inducción recurriendo a la figura 11.26. Una fuente de ca de frecuencia relativamente alta de 500 Hz está conectada a una bobina que circunda un gran crisol que contiene hierro fundido. La bobina es el primario y

**Figura 11.26**

Horno de inducción sin núcleo. El flujo Φ produce corrientes parásitas en el metal fundido. El capacitor aporta la potencia reactiva absorbida por la bobina.

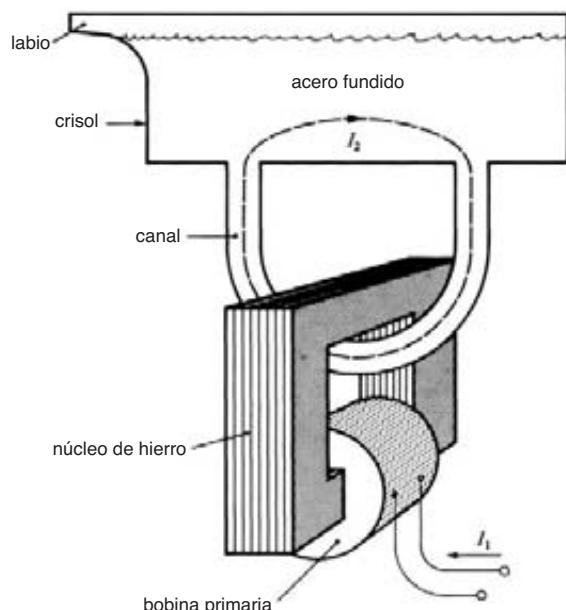
el hierro fundido actúa como una vuelta secundaria única que se pone en cortocircuito ella misma. Por consiguiente, conduce una corriente secundaria muy grande. Esta corriente suministra la energía que mantiene el hierro en estado líquido y funde el metal de desecho a medida que se agrega al crisol.

Las capacidades de estos hornos de inducción oscilan entre 15 kVA y 40 000 kVA. La frecuencia de operación baja progresivamente a medida que se incrementa la capacidad de potencia. Por lo tanto, se utiliza una frecuencia de 60 Hz cuando la potencia excede los 3000 kVA.

El factor de potencia de hornos de inducción sin núcleo es muy bajo (por lo general de 20 por ciento) porque se requiere una gran corriente magnetizante para impulsar el flujo a través del hierro fundido y a través del aire. A este respecto, debemos recordar que la temperatura del hierro fundido está muy por encima del punto de Curie, por lo que se comporta como aire en lo que se refiere a permeabilidad. Por eso estos hornos también se conocen como hornos de inducción sin núcleo.

Se instalan capacitores cerca de la bobina para suministrar la potencia reactiva que absorbe.

En otro tipo de horno, conocido como horno de canal, se utiliza un transformador que tiene un núcleo de hierro laminado enlazado con el hierro fundido, como se muestra en la figura 11.27. El canal es un tubo de cerámica colocado en el fondo del crisol. La bobina primaria es excitada por una fuente de 60 Hz y la corriente secundaria I_2 fluye en el canal y a través del hierro fundido en el crisol. De hecho, el canal equivale a una sola vuelta en cortocircuito consigo misma.

**Figura 11.27**

Horno de inducción de canal y su transformador enfriado por agua.

La corriente magnetizante es baja porque el flujo está confinado a un núcleo de hierro altamente permeable. Por otra parte, el flujo de dispersión es grande porque es claro que la vuelta secundaria no está fuertemente acoplada a la bobina primaria. No obstante, el factor de potencia es más alto que el mostrado en la figura 11.26, que por lo general es de entre 60 y 80 por ciento. Como resultado, se requiere un banco de capacitores más pequeño para suministrar la potencia reactiva.

Debido a la muy alta temperatura ambiente, los devanados primarios de transformadores de horno de inducción siempre están hechos de conductores de cobre huecos enfriados por agua. Se utilizan hornos de inducción para fundir aluminio, cobre y otros metales, así como hierro.

La figura 11.28 muestra una aplicación muy especial del principio de calentamiento por inducción.

11.11 Transformadores de alta frecuencia

En fuentes de potencia electrónicas a menudo se requiere aislar la salida de la entrada y reducir el peso y costo de la unidad. En otras aplicaciones, como por ejemplo en aviones, existe un fuerte incentivo de reducir al mí-

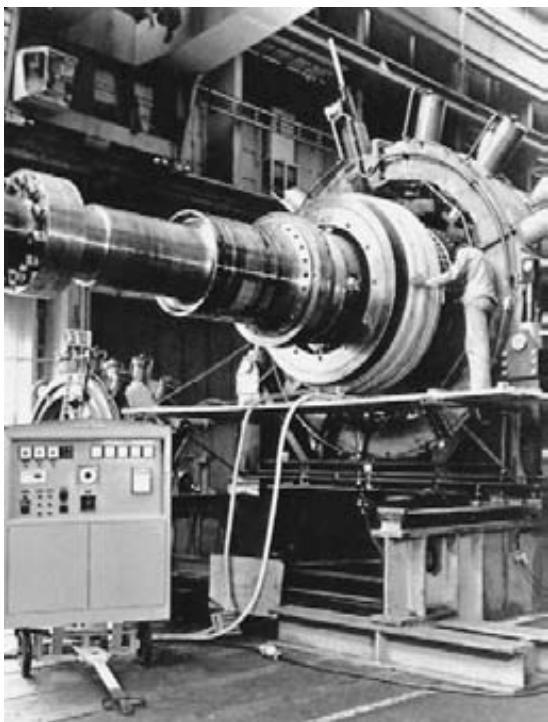


Figura 11.28

Aplicación especial del efecto de transformador. Esta imagen muestra una etapa en la construcción del rotor de un generador para una turbina de vapor, que consiste en expandir el diámetro de una bobina de 5 vueltas que sostiene un anillo. Se arrolla una bobina de alambre con aislamiento de asbestos alrededor del anillo y se conecta a una fuente de 35 kW y 2000 Hz (en primer plano, a la izquierda). La bobina crea un campo magnético de 2000 Hz, el cual induce grandes corrientes parásitas en el anillo y eleva la temperatura a 280 °C en aproximadamente 3 horas. La expansión resultante permite que el anillo se deslice sobre los extremos de la bobina, donde se enfriá y contrae. Este método de calentamiento por inducción es limpio y permite aumentar de manera muy uniforme la temperatura de la gran masa. (*Cortesía de ABB*)

nimo el peso. Estos objetivos se logran mejor utilizando una frecuencia relativamente alta comparada con, por ejemplo, 60 Hz. Por lo tanto, en aviones la frecuencia es en general de 400 Hz, mientras que en fuentes de potencia electrónicas puede ser de 5 kHz a 50 kHz.

Un incremento de la frecuencia reduce el tamaño de dispositivos como transformadores, inductores y capa-

cidores. Para ilustrar la razón por la que sucede este fenómeno, nuestro análisis se limita a transformadores. Además, para evitar un tedioso análisis teórico, consideraremos un transformador práctico y observaremos cómo se comporta cuando se eleva la frecuencia.

Considere la figura 11.29, la cual muestra un transformador convencional de 120 V/24 V, 60 Hz cuya capacidad es de 36 VA. Este pequeño transformador pesa 0.5 kg y opera con una densidad de flujo pico de 1.5 T. El flujo en el núcleo alcanza un pico de 750 μ Wb. El núcleo laminado es de acero al silicio ordinario de 0.3 mm (12 mils) de espesor y la pérdida total en el núcleo es de aproximadamente 1 W. La capacidad de corriente es de 300 mA para el primario y de 1.5 A para el secundario.

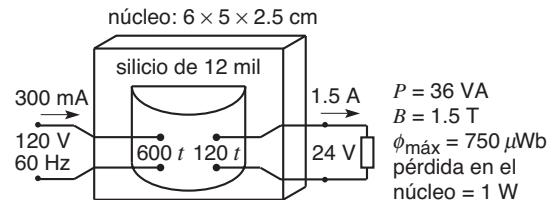


Figura 11.29

Sin hacer cambios al transformador, considere el efecto de operarlo a una frecuencia de 6000 Hz, la cual es 100 veces más alta que la frecuencia para la que fue diseñado. Suponiendo la misma densidad de flujo pico, se deduce que el flujo $\Phi_{\text{máx}}$ permanecerá a 750 μ Wb. Sin embargo, de acuerdo con la ecuación 9.3, esto significa que el voltaje primario correspondiente se puede incrementar a

$$\begin{aligned} E &= 4.44 f N_1 \Phi_{\text{máx}} & (9.3) \\ &= 4.44 \times 6000 \times 600 \times 750 \times 10^{-6} \\ &= 12000 \text{ V} \end{aligned}$$

el cual es 100 veces mayor que antes! Asimismo, el voltaje secundario será 100 veces mayor, es decir, de 2400 V. Las condiciones de operación se muestran en la figura 11.30. Las corrientes primaria y secundaria permanecen igual, por lo que la potencia del transformador ahora es de 3600 VA, 100 veces más grande que en la figura 11.29. Claramente, el aumento de la frecuencia produjo un efecto muy benéfico.

Sin embargo, la ventaja no es tan grande como parece porque a 6000 Hz la pérdida en el núcleo es enorme (aproximadamente de 700 W), debido al incremento de la corriente parásita y a las pérdidas por histéresis. Por lo tanto, el transformador mostrado en la figura 11.30 no es factible porque se sobrecalentará muy rápido.

Para evitar este problema, podemos reducir la densidad de flujo para que las pérdidas en el núcleo sean iguales a las que aparecen en la figura 11.29. Con base en las propiedades de acero al silicio de 12 mil, es necesario reducir la densidad de flujo de 1.5 T a 0.04 T. Por consiguiente, de acuerdo con la ecuación 9.3, habrá que reducir los voltajes primario y secundario a 320 V y 64 V, respectivamente. La nueva potencia del transformador será $P = 320 \times 0.3 = 96$ VA (Fig. 11.31). Ésta es casi 3 veces la potencia original de 36 VA, pero con el mismo aumento de la temperatura.

Utilizando laminaciones más delgadas hechas de acero al níquel especial, es posible elevar la densidad de flujo por encima de 0.04 T al mismo tiempo que se mantienen las mismas pérdidas en el núcleo. Por lo tanto, si reemplazamos el núcleo original con este material especial, podemos aumentar la densidad de flujo a 0.2 T. Esto corresponde a un flujo pico $\Phi_{\text{máx}} = 750 \mu\text{Wb} \times (0.2 \text{ T}/1.5 \text{ T}) = 100 \mu\text{Wb}$, lo cual significa que podemos aumentar el voltaje primario a

$$\begin{aligned} E &= 4.44 f N_1 \Phi_{\text{máx}} \\ &= 4.44 \times 6000 \times 600 \times 100 \times 10^{-6} \\ &= 1600 \text{ V} \end{aligned}$$

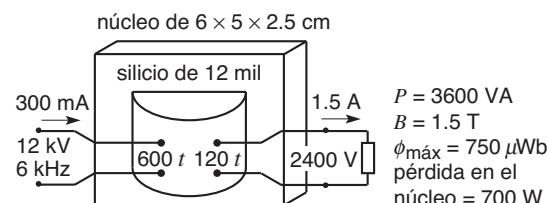


Figura 11.30

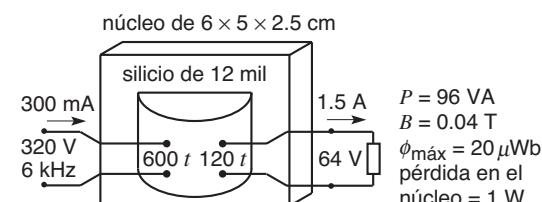


Figura 11.31

El voltaje secundario correspondiente es de 320 V, por lo que la capacidad mejorada del transformador es de $320 \text{ V} \times 15 \text{ A} = 480 \text{ VA}$ (Fig. 11.32).

Nos interesa, desde luego, mantener la relación de voltaje original de 120 V a 24 V. Esto es fácil de lograr redevenando el transformador. Así, el número de vueltas en el primario se reducirá de 600 a $600 t \times (120 \text{ V}/1600 \text{ V}) = 45$ vueltas, mientras que el secundario tendrá sólo 9. Esta drástica reducción en el número de vueltas significa que el diámetro del alambre se puede incrementar de forma significativa. Teniendo en cuenta que la capacidad del transformador sigue siendo de 480 VA, deducimos que la corriente primaria nominal se puede aumentar a 4 A mientras que en el secundario llega a 20 A. Este transformador redevenado con su núcleo especial (Fig. 11.33) tiene el mismo tamaño y peso que el de la figura 11.29. Además, como las pérdidas en el hierro y en el cobre son iguales en ambos casos, la eficiencia del transformador de alta frecuencia es mejor.

Ahora es obvio que el aumento de la frecuencia ha permitido un incremento muy grande de la capacidad de potencia del transformador. Por lo tanto, para una salida de potencia dada, un transformador de alta frecuencia es mucho más pequeño, barato, eficiente y liviano que uno de 60 Hz.

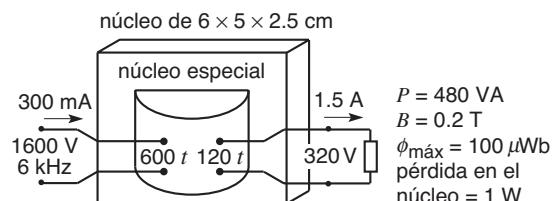


Figura 11.32

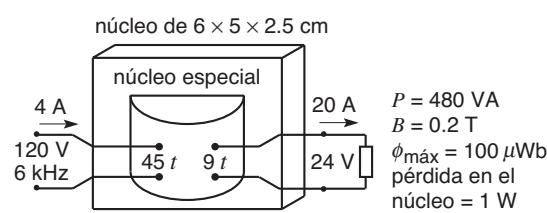


Figura 11.33

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 11-1 ¿Cuál es la diferencia entre un autotransformador y un transformador convencional?
- 11-2 ¿Cuál es el propósito de un transformador de voltaje? ¿Y de un transformador de corriente?
- 11-3 ¿Por qué nunca debemos abrir el devanado secundario de un transformador de corriente?
- 11-4 Explique por qué el devanado secundario de un TC o TP debe ser conectado a tierra?
- 11-5 La relación de un transformador de corriente toroidal es de 1500 A/5 A. ¿Cuántas vueltas tiene?
- 11-6 Un transformador de corriente tiene una capacidad de 10 VA, 50 A/5 A, 60 Hz, 2.4 kV. Calcule el voltaje nominal a través del devanado primario.

Nivel intermedio

- 11-7 Un transformador monofásico tiene una capacidad de 100 kVA, 7200 V/600 V, 60 Hz. Si se reconecta como autotransformador cuya relación es de 7800 V/7200 V, calcule la carga que soporta.
- 11-8 En el problema 11-7, ¿cómo se deberán conectar las terminales de transformador (H_1, H_2, X_1, X_2)?
- 11-9 El transformador del problema 11-7 se reconecta otra vez como un autotransformador cuya relación es de 6.6 kV/600 V. ¿Qué carga puede soportar y cómo se deben hacer las conexiones?

Nivel avanzado

- 11-10 La capacidad de un transformador de corriente es de 100 VA, 2000 A/5 A, 60 Hz, 138 kV. Tiene una capacitancia de primario a secundario de 250 pF. Si se instala en una línea de transmisión donde el voltaje de línea a neutro es de 138 kV, calcule la corriente de dispersión capacitiva que fluye a tierra (vea la figura 11.13).
- 11-11 El transformador de corriente toroidal de la figura 11.19 tiene una relación de 1000 A/5 A. El conductor lineal transporta una corriente de 600 A.

- Calcule el voltaje a través del devanado secundario si la impedancia del amperímetro es de 0.15 Ω.
- Calcule la caída de voltaje que produce el transformador en el conductor lineal.
- Si el conductor primario se enrolla cuatro veces a través de la apertura toroidal, calcule la nueva relación de corriente.

Aplicación industrial

- 11-12 La placa de identificación de un transformador pequeño indica 50 VA, 120 V, 12.8 V. Cuando se aplican 118.8 V al primario, el voltaje a través del secundario sin carga es de 13.74 V. Si hubiera 120 V disponibles, ¿cuál sería el voltaje secundario? ¿Por qué este voltaje es más alto que el voltaje indicado en la placa de identificación?
- 11-13 En el problema 11-12, los devanados están encapsulados en material epóxico (epoxy) y no están visibles. Sin embargo, la resistencia del primario es de 15.2 Ω y la del secundario de 0.306 Ω. ¿El devanado de 120 V está arrollado sobre el de 12.8 V, o viceversa?
- 11-14 Muchos aeropuertos utilizan sistemas de iluminación en los que los devanados primarios de un gran número de transformadores de corriente están conectados en serie a través de una fuente de 60 Hz de corriente constante. En una instalación, la corriente primaria se mantiene constante a 20 A. Los devanados secundarios están conectados individualmente a una lámpara incandescente de 100 W y 6.6 A.
- Calcule el voltaje a través de cada lámpara.
 - La resistencia del devanado secundario es de 0.07 Ω, en tanto que la del primario es de 0.008 Ω. Sabiendo que la corriente magnetizante y la reactancia de dispersión son mínimas, calcule el voltaje a través del devanado primario de cada transformador.
 - Si 140 lámparas, colocadas a intervalos de 50 m, se conectan en serie con alambre n.º 14, calcule el voltaje mínimo de la fuente de potencia. Suponga que el alambre opera a una temperatura de 105 °C.

- 11-15 Una prueba sin carga en un transformador de 15 kVA, 480 V/120 V, 60 Hz da los siguientes datos de curva de saturación cuando el devanado de 120 V es excitado por una fuente sinusoidal. Se sabe que el primario tiene 260 vueltas.
- Trace la curva de saturación (voltaje contra corriente en mA).
 - Si se repitiera el experimento con una fuente de 50 Hz, trace la curva de saturación resultante.
 - Trace la curva de saturación a 60 Hz (flujo pico en mWb contra corriente en mA). ¿En qué punto de la curva se vuelve importante la saturación? ¿Se distorsiona el flujo en estas condiciones?

E	14.8	31	49.3	66.7	90.5	110	120	130	136	142	V
I_0	59	99	144	210	430	700	1060	1740	2300	3200	mA

CAPÍTULO 12

Transformadores trifásicos

12.0 Introducción

La energía se distribuye por toda Norteamérica mediante líneas de transmisión trifásicas. Para transmitir esta potencia de manera eficiente y económica, los voltajes deben estar a niveles apropiados. Estos niveles (13.8 kV a 765 kV) dependen de la cantidad de energía que se tiene que transmitir y de la distancia a la que se tiene que transmitir. Otro aspecto son los niveles de voltaje apropiados que se utilizan en fábricas y hogares. Éstos son bastante uniformes y oscilan entre 120 V/240 V, con sistemas monofásicos, y 600 V, con sistemas trifásicos. Obviamente, esto requiere el uso de transformadores trifásicos para transformar los voltajes de un nivel a otro.

Los transformadores pueden ser inherentemente trifásicos, con tres devanados primarios y tres secundarios montados en un núcleo de tres patas. Sin embargo, se obtiene el mismo resultado con tres transformadores monofásicos conectado entre sí para formar un banco de transformadores trifásico.

12.1 Propiedades básicas de los bancos de transformadores trifásicos

Cuando se utilizan tres transformadores monofásicos para transformar un voltaje trifásico, los devanados se

pueden conectar de varias maneras. Así pues, los primarios se pueden conectar en delta y los secundarios en Y, o viceversa. Como resultado, la relación del voltaje de entrada trifásico al voltaje de salida trifásico depende no sólo de la relación de vueltas de los transformadores, sino también de la manera en que éstos están conectados.

Un banco de transformadores trifásicos también puede producir un *desplazamiento de fase* entre el voltaje de entrada trifásico y el voltaje de salida trifásico. La cantidad del desplazamiento de fase depende de la relación de vueltas de los transformadores y de cómo están interconectados los primarios y secundarios. Además, la característica de desplazamiento de fase nos permite cambiar el *número* de fases. De este modo, podemos convertir un sistema trifásico en un sistema bifásico, de 6 fases o de 12 fases. De hecho, si tuviera una aplicación práctica, hasta podríamos convertir un sistema trifásico en uno pentafásico mediante la elección apropiada de transformadores y conexiones monofásicos.

Al realizar las conexiones, es importante observar las polaridades del transformador. Un error en la polaridad puede ocasionar un cortocircuito o desbalancear los voltajes y corrientes de línea.

Podemos entender el comportamiento básico de los bancos de transformadores trifásicos balanceados haciendo las siguientes suposiciones simplificadoras:

1. Las corrientes de excitación son despreciables.
2. Las impedancias del transformador, producidas por la resistencia y la reactancia de dispersión de los devanados, son despreciables.
3. La potencia de entrada aparente total al banco de transformadores es igual a la potencia de salida aparente total.

Además, cuando se conectan transformadores monofásicos para formar un sistema trifásico, retienen todas sus propiedades monofásicas, como la relación de corriente, la relación de voltaje y el flujo en el núcleo. Dadas las marcas de polaridad X_1 , X_2 y H_1 , H_2 , el desplazamiento de fase entre el primario y el secundario es cero, en el sentido de que $E_{X_1 X_2}$ está en fase con $E_{H_1 H_2}$.

12.2 Conexión delta-delta

Los tres transformadores monofásicos P, Q y R de la figura 12.1 transforman el voltaje de la línea de transmisión de entrada A, B, C al nivel apropiado para la línea de transmisión de salida 1, 2, 3. La línea de entrada se conecta a la fuente, y la de salida a la carga. Los transformadores están conectados en *delta-delta*.

La terminal H_1 de cada transformador está conectada a la terminal H_2 del siguiente transformador. Asimismo, las terminales X_1 y X_2 de transformadores sucesivos están conectadas entre sí. La disposición física real de los transformadores se muestra en la figura 12.1. El diagrama esquemático correspondiente se da en la figura 12.2.

El diagrama esquemático está dibujado de tal modo que muestre no sólo las conexiones sino también la

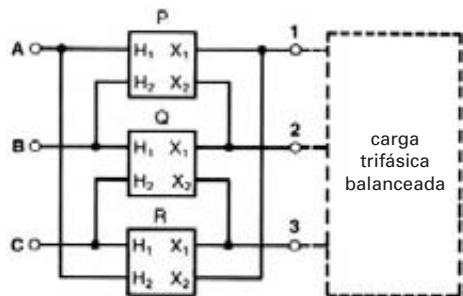


Figura 12.1
Conexión delta-delta de tres transformadores monofásicos. Las líneas entrantes (fuente) son A, B, C y las salientes (carga) son 1, 2, 3.

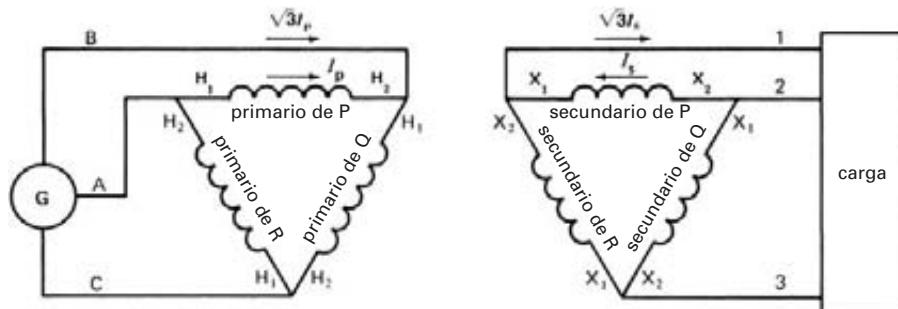


Figura 12.2

Diagrama esquemático de una conexión delta-delta y diagrama fasorial asociado.

relación fasorial entre los voltajes primario y secundario. Por lo tanto, cada devanado secundario está trazado paralelo al devanado primario correspondiente al cual está acoplado. Además, si la fuente G produce los voltajes E_{AB} , E_{BC} , E_{CA} de acuerdo con el diagrama fasorial indicado, los devanados primarios están orientados de la misma manera, fase por fase. Por ejemplo, el primario del transformador P entre las líneas A y B está orientado horizontalmente, en la misma dirección que el fasor E_{AB} .

Como los voltajes primario y secundario $E_{H_1H_2}$ y $E_{X_1X_2}$ de un transformador dado deben estar en fase, entonces E_{12} (voltaje secundario del transformador P) debe estar en fase con E_{AB} (primario del mismo transformador). De la misma manera, E_{23} está en fase con E_{BC} , y E_{31} con E_{CA} .

En esta conexión *delta-delta*, los voltajes entre las respectivas líneas de transmisión entrantes y salientes están en fase.

Si se conecta una carga balanceada a las líneas 1-2-3, las corrientes de línea resultantes tienen la misma magnitud. Esto produce corrientes balanceadas en las líneas entrantes A-B-C. Como en cualquier conexión delta, las corrientes de línea son $\sqrt{3}$ veces mayores que las corrientes respectivas I_p e I_s que fluyen en los devanados primario y secundario (Fig. 12.2). La capacidad de potencia del banco de transformadores es tres veces la capacidad de un transformador monofásico.

Observe que aun cuando el banco de transformadores constituye un arreglo trifásico, cada transformador, considerado solo, actúa como si estuviera colocado en un circuito monofásico. Por lo tanto, una corriente I_p que fluye de H_1 a H_2 en el devanado primario está asociada con una corriente I_s que fluye de X_2 a X_1 en el secundario.

Ejemplo 12-1

Tres transformadores monofásicos se conectan en delta-delta a fin de reducir un voltaje de línea de 138 kV a 4160 V para suministrar potencia a una planta manufacturera. La planta absorbe 21 MW con un factor de potencia retrasado de 86 por ciento.

Calcule

- La potencia aparente absorbida por la planta.
- La potencia aparente suministrada por la línea de alto voltaje.

- La corriente en las líneas de AV.
- La corriente en las líneas de bajo voltaje (BV).
- Las corrientes en los devanados primario y secundario de cada transformador.
- La carga soportada por cada transformador.

Solución

- La potencia aparente absorbida por la planta es

$$\begin{aligned} S &= P/\cos \theta & (7.7) \\ &= 21/0.86 \\ &= 24.4 \text{ MVA} \end{aligned}$$

- El banco de transformadores absorbe una cantidad mínima de potencia activa y reactiva a causa de las pérdidas I^2R y la potencia reactiva asociada al flujo mutuo y los flujos de dispersión son pequeños. Por lo tanto, la potencia aparente suministrada por la línea de AV también es de 24.4 MVA.
- La corriente en cada línea de AV es

$$\begin{aligned} I_1 &= S/(\sqrt{3}E) & (8.9) \\ &= (24.4 \times 10^6)/(\sqrt{3} \times 138000) \\ &= 102 \text{ A} \end{aligned}$$

- La corriente en la línea de BV es

$$\begin{aligned} I_2 &= S/(\sqrt{3}E) \\ &= (24.4 \times 10^6)/(\sqrt{3} \times 4160) \\ &= 3386 \text{ A} \end{aligned}$$

- De acuerdo con la figura 12.2, la corriente en cada devanado primario es

$$I_p = 102/\sqrt{3} = 58.9 \text{ A}$$

La corriente en cada devanado secundario es

$$I_s = 3386/\sqrt{3} = 1955 \text{ A}$$

- Como la carga de la planta está balanceada, cada transformador soporta un tercio de la carga total, o $24.4/3 = 8.13 \text{ MVA}$.

También podemos obtener la carga soportada por cada transformador multiplicando el voltaje primario por la corriente primaria:

$$\begin{aligned} S &= E_p I_p = 138000 \times 58.9 \\ &= 8.13 \text{ MVA} \end{aligned}$$

Observe que podemos calcular las corrientes de línea y las corrientes en los devanados del transformador aun cuando no sepamos cómo está conectada la carga trifásica. De hecho, la carga de la planta (mostrada como un rectángulo en la figura 12.2) se compone de cientos de cargas individuales, algunas de las cuales están conectadas en delta y otras en Y. Además, algunas son cargas monofásicas que operan a voltajes mucho menores a 4160 V, alimentadas por transformadores más pequeños localizados en el interior de la planta. Por lo general, la suma total de estas cargas produce una carga trifásica bien balanceada, representada por el rectángulo.

12.3 Conexión delta-Y

Cuando los transformadores se conectan en *delta-Y*, los tres devanados primarios se conectan como se muestra en la figura 12.1. Sin embargo, los devanados secundarios se conectan de modo que todas las terminales X_2 queden unidas entre sí, lo que crea un neutro común N (Fig. 12.3). En este tipo de conexión, el voltaje a través de cada devanado primario es igual al voltaje de línea entrante. Sin embargo, el voltaje de línea saliente es tres veces el voltaje secundario a través de cada transformador.

Los valores relativos de las corrientes en los devanados del transformador y las líneas de transmisión se dan en la figura 12.4. Así pues, las corrientes de línea en las fases A, B y C son $\sqrt{3}$ veces las corrientes en los devanados primarios. Las corrientes de línea en las fases 1, 2, 3 son iguales a las corrientes en los devanados secundarios.

Una conexión delta-Y produce un desplazamiento de fase de 30° entre los voltajes de línea de las líneas de transmisión entrantes y salientes. De este modo, el

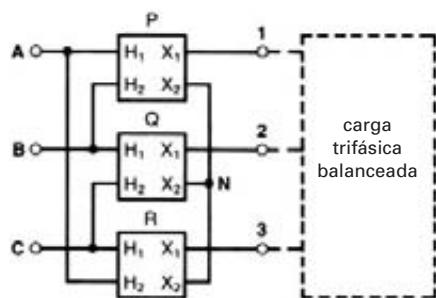


Figura 12.3
Conexión delta-Y de tres transformadores monofásicos.

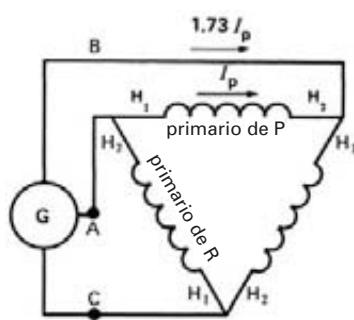
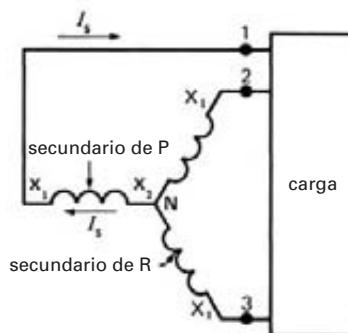


Figura 12.4

Diagrama esquemático de una conexión delta-Y y diagrama fasorial asociado. (Los diagramas fasoriales de los lados primario y secundario no están trazados a la misma escala.)

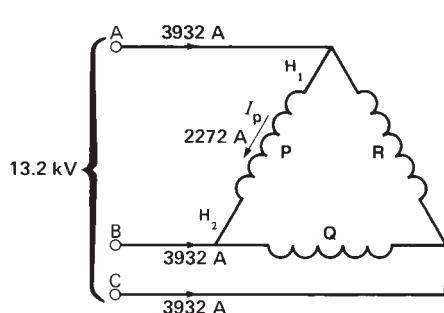


Figura 12.5
Vea el ejemplo 12.2.

voltaje de línea saliente E_{12} está adelantado 30° respecto al voltaje de línea entrante E_{AB} , como se ve en el diagrama fasorial. Si la línea saliente alimenta un grupo aislado de cargas, el desplazamiento de fase no causa ningún problema. Pero si la línea saliente se tiene que conectar en paralelo con una línea proveniente de otra fuente, el desplazamiento de fase de 30° puede hacer que la conexión en paralelo sea imposible, aun cuando los voltajes de línea sean idénticos.

Una de las ventajas importantes de la conexión en Y es que reduce la cantidad de aislamiento requerido en el interior del transformador. El devanado de alto voltaje tiene que ser aislado sólo para $1/\sqrt{3}$ o 58 por ciento del voltaje de línea.

Ejemplo 12-2

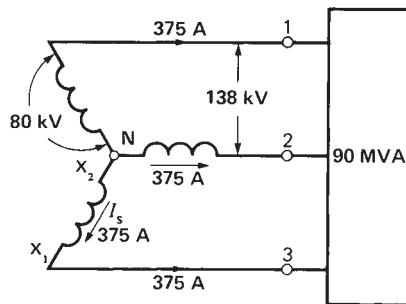
Tres transformadores monofásicos elevadores de 40 MVA, 13.2 kV/80 kV están conectados en delta-Y a una línea de transmisión de 13.2 kV (Fig. 12.5). Si alimentan una carga de 90 MVA, calcule lo siguiente:

- El voltaje de línea secundario.
- Las corrientes en los devanados del transformador.
- Las corrientes entrante y saliente en la línea de transmisión.

Solución

La forma más fácil de resolver este problema es considerar los devanados de un solo transformador, por ejemplo, el P.

- El voltaje a través del devanado primario es obviamente de 13.2 kV.



Por lo tanto, el voltaje a través del secundario es de 80 kV.

El voltaje entre las líneas de salida 1, 2 y 3 es

$$E_s = 80\sqrt{3} = 139 \text{ kV}$$

- La carga soportada por cada transformador es

$$S = 90/3 = 30 \text{ MVA}$$

La corriente en el devanado primario es

$$I_p = 30 \text{ MVA}/13.2 \text{ kV} = 2273 \text{ A}$$

La corriente en el devanado secundario es

$$I_s = 30 \text{ MVA}/80 \text{ kV} = 375 \text{ A}$$

- La corriente en cada línea entrante A, B, C es

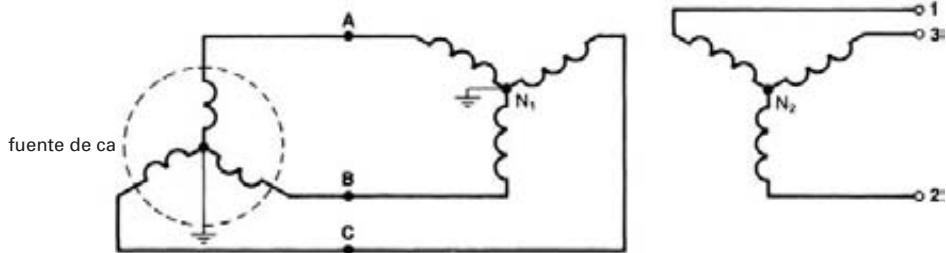
$$I = 2273\sqrt{3} = 3937 \text{ A}$$

La corriente en cada línea saliente 1, 2, 3 es

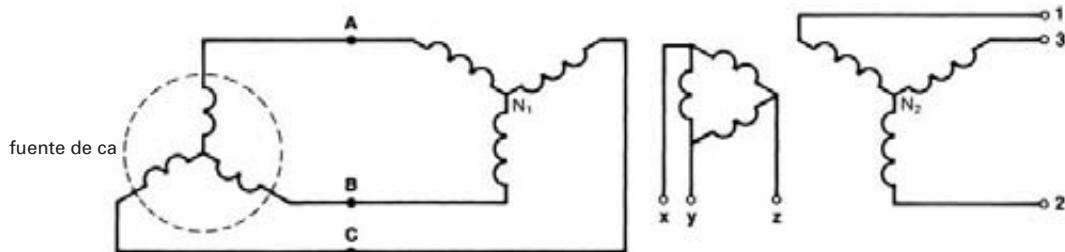
$$I = 375 \text{ A}$$

12.4 Conexión Y-delta

Los voltajes y corrientes de una conexión Y-delta son idénticos a los de la conexión delta-Y de la sección 12.3. Las conexiones primaria y secundaria simplemente se intercambian. En otras palabras, las terminales H_2 se conectan entre sí para crear un neutro, y las terminales X_1 , X_2 se conectan en delta. De nuevo, el resultado es un desplazamiento de fase de 30° entre los voltajes de las líneas entrante y saliente.

**Figura 12.6**

Conexión en Y-Y con el neutro del primario conectado al neutro de la fuente.

**Figura 12.7**

Conexión en Y-Y utilizando un devanado terciario.

12.5 Conexión Y-Y

Cuando se conectan transformadores en Y-Y, se tienen que tomar precauciones especiales para evitar la distorsión severa de los voltajes de línea a neutro. Una forma de evitar la distorsión es conectar el neutro del primario al neutro de la fuente, generalmente por medio de la tierra (Fig. 12.6). Otra forma es proporcionar un tercer devanado a cada transformador, llamado devanado *terciario*. Los devanados terciarios de los tres transformadores se conectan en delta (Fig. 12.7). A menudo suministran el voltaje de servicio a la subestación donde los transformadores están instalados.

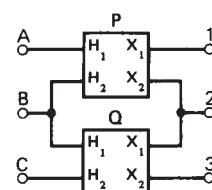
Observe que no existe desplazamiento de fase entre los voltajes de línea de transmisión entrantes y salientes de un transformador conectado en Y-Y.

12.6 Conexión en delta abierta

Es posible transformar el voltaje de un sistema trifásico utilizando sólo dos transformadores, conectados en delta abierta. El arreglo *delta abierta* es idéntico a una conexión delta-delta, excepto que un transformador

está ausente (Fig. 12.8). Sin embargo, la conexión delta abierta rara vez se utiliza porque la capacidad de carga del banco de transformadores es de sólo 86.6 por ciento de la capacidad instalada de los transformadores. Por ejemplo, si se conectan en delta abierta dos transformadores de 50 kVA, la capacidad instalada del banco de transformadores es obviamente $2 \times 50 = 100$ kVA. Pero, aunque parezca extraño, sólo puede suministrar 86.6 kVA antes de que los transformadores comiencen a sobrecalentarse.

La conexión en delta abierta se utiliza principalmente en situaciones de emergencia. Por lo tanto, si se

**Figura 12.8a**

Conexión en delta abierta.

conectan tres transformadores en delta-delta y uno de ellos se descompone y hay que eliminarlo, es posible alimentar la carga de forma temporal con los dos transformadores restantes.

Ejemplo 12-3

Dos transformadores monofásicos de 15 kVA, 7200 V/600 V están conectados en delta abierto. Calcule la carga trifásica máxima que pueden soportar.

Solución

Aun cuando la capacidad de cada transformador es de 150 kVA, los dos juntos *no pueden* soportar una carga de 300 kVA. Los cálculos siguientes demuestran por qué:

La corriente secundaria nominal de cada transformador es

$$I_s = 150 \text{ kVA}/600 \text{ V} = 250 \text{ A}$$

Por lo tanto, la corriente I_s en las líneas 1, 2, 3 no puede exceder los 250 A (Fig. 12.8b). En consecuencia, la carga máxima que los transformadores pueden soportar es

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{3} EI \\ &= \sqrt{3} \times 600 \times 250 = 259\,800 \text{ VA} \\ &= 260 \text{ kVA} \end{aligned} \quad (8.9)$$

Así pues, la relación

$$\frac{\text{carga máxima}}{\text{capacidad nominal del transformador}} = \frac{260 \text{ kVA}}{300 \text{ kVA}} = 0.867 \text{ u } 86.7\%$$

12.7 Transformadores trifásicos

Un banco de transformadores compuesto de tres transformadores monofásicos puede ser reemplazado por un transformador trifásico (Fig. 12.9). El núcleo magnético de este transformador tiene tres patas que portan los devanados primario y secundario de cada fase. Los devanados están conectados internamente, ya sea en Y o en delta, por lo que sólo se tienen que sacar seis terminales del tanque. Para una capacidad total dada, un transformador trifásico siempre es más pequeño y más barato que tres transformadores monofásicos. No obstante, en ocasiones se prefieren los transformadores monofásicos, particularmente cuando es imprescindible una unidad de reemplazo. Por ejemplo, suponga que una planta manufacturera absorbe 5000 kVA. Para garantizar un servicio continuo podemos instalar un transformador trifásico de 5000 kVA y mantener un segundo transformador como repuesto. Como alternativa, podemos instalar tres transformadores monofásicos

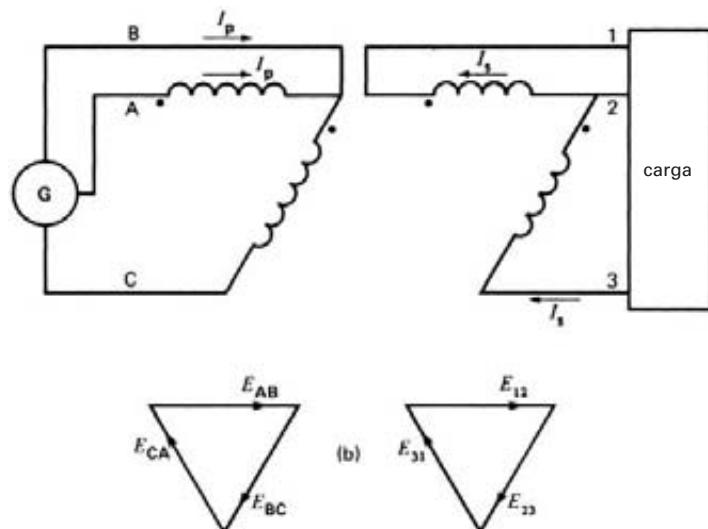


Figura 12.8b

Diagrama esquemático y diagrama fasorial asociado.

de 1667 kVA cada uno, más uno de repuesto. La opción del transformador trifásico es más cara (capacidad total: $2 \times 5000 = 10\,000$ kVA) que la opción monofásica (capacidad total: $4 \times 1667 = 6668$ kVA).

La figura 12.10 muestra etapas sucesivas de construcción de un transformador con cambio de tomas trifásico de 110 MVA, 222.5 kV/34.5 kV.* Observe que

además de las tres patas principales, el núcleo magnético tiene dos patas laterales adicionales. Éstas permiten que el diseñador reduzca la altura total del transformador, lo cual simplifica el problema de envío. De hecho, siempre que se tiene que enviar un equipo grande, el diseñador enfrenta el problema de las alturas máximas de franqueo en carreteras y vías de ferrocarril.

* Un transformador con cambio de tomas regula el voltaje secundario cambiando automáticamente de una toma a otra en el devanado primario. El cambiador de tomas es un dispositivo motorizado controlado por un sensor que monitorea continuamente el voltaje que se tiene que mantener constante.

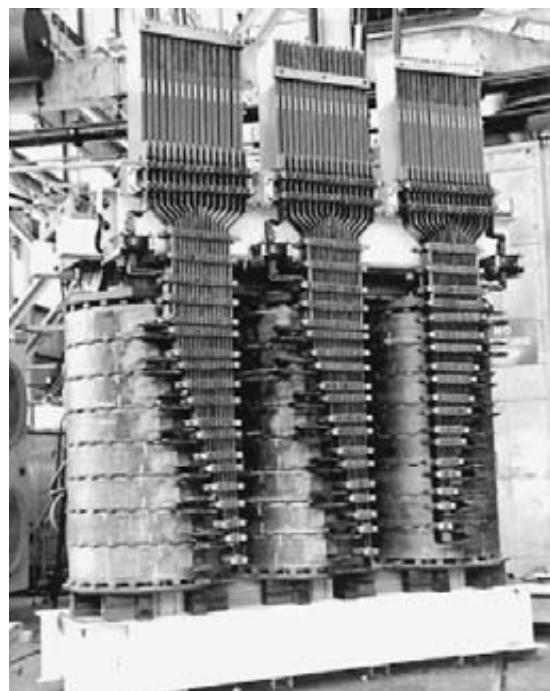


Figura 12.9

Transformador trifásico para un horno de arco eléctrico, con capacidad de 36 MVA, 13.8 kV/160 V a 320 V, 60 Hz. El voltaje secundario se ajusta de 160 V a 320 V por medio de 32 tomas en el devanado primario (no se muestra). Las tres grandes barras colectoras del frente suministran una corriente de 65 000 A. Otras características: impedancia: 3.14%; diámetro de cada pata del núcleo: 711 mm; altura total del núcleo: 3500 mm; distancia a las líneas de centros entre patas del núcleo adyacentes: 1220 mm. (Cortesía de Ferranti-Packard)

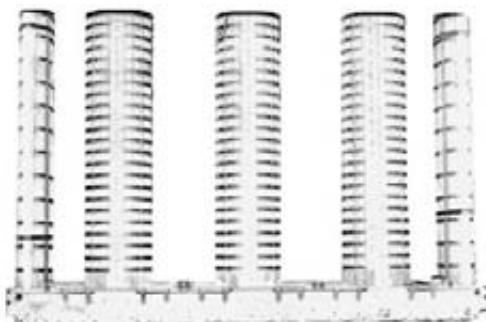


Figura 12.10a

Núcleo de un transformador trifásico de 110 MVA, 222.5 kV/34.5 kV, 60 Hz. Escalonando laminaciones de diferentes anchos, las patas del núcleo pueden hacerse casi circulares. Esto reduce el diámetro de la bobina a un mínimo, por lo que se reduce la cantidad de cobre utilizado así como las pérdidas eléctricas I^2R . Las patas están firmemente sujetas para reducir la vibración. Masa del núcleo: 53 560 kg.

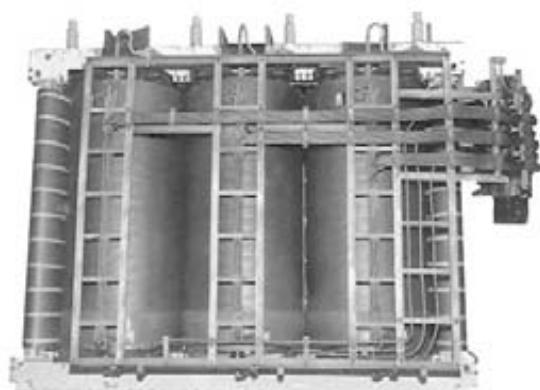


Figura 12.10b

El mismo transformador con las bobinas colocadas. Los devanados primarios están conectados en Y y los secundarios en delta. Cada primario tiene 8 tomas para cambiar el voltaje en pasos de $\pm 2.5\%$. En la esquina superior derecha del transformador se ve el cambiador de tomas motorizado. Masa del cobre: 15 230 kg.

Los devanados de 34.5 kV (conectados en delta) están montados cerca del núcleo. Los devanados de

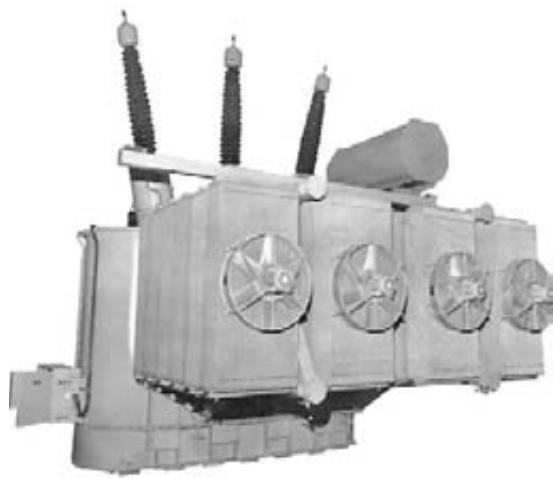


Figura 12.10c

El mismo transformador listo para ser enviado. Fue sometido a una prueba de impulsos de 1050 kV en el lado de alto voltaje y a una prueba similar de 250 kV en el lado de bajo voltaje. Otros detalles: capacidad de potencia: 110 MVA/146.7 MVA (OA/FA); masa total incluido el aceite: 158.7 t; altura total: 9 m; ancho: 8.2 m, longitud: 9.2 m.
(Cortesía de ABB)

222.5 kV (conectados en Y) están montados sobre los devanados de 34.5 kV. Un espacio de varios centímetros separa los dos devanados para garantizar un buen aislamiento y para permitir que fluya libremente aceite fresco entre ellos. Las boquillas de alto voltaje que sobresalen del tanque lleno de aceite están conectadas a una línea de 220 kV. Las boquillas de voltaje mediano (VM) son mucho más pequeñas y no se ven en la fotografía (Fig. 12.10c.).

12.8 Autotransformador elevador y reductor

Cuando se tiene que aumentar o reducir en una cantidad moderada el voltaje de una línea trifásica, es económicamente ventajoso utilizar tres transformadores monofásicos para crear un *autotransformador* conectado en Y. Las conexiones físicas reales se muestran en la figura 12.11a y el diagrama esquemático correspondiente se da en la figura 12.11b. Los voltajes de línea a neutro respectivos del primario y secundario están obviamente en fase. Por consiguiente, los voltajes entre las líneas de transmisión entrantes y salientes están en fase. El neutro se conecta al neutro del sistema, de lo contrario se debe agregar un devanado terciario para evitar la distorsión del voltaje de línea a neutro antes mencionada (sección 12.5).

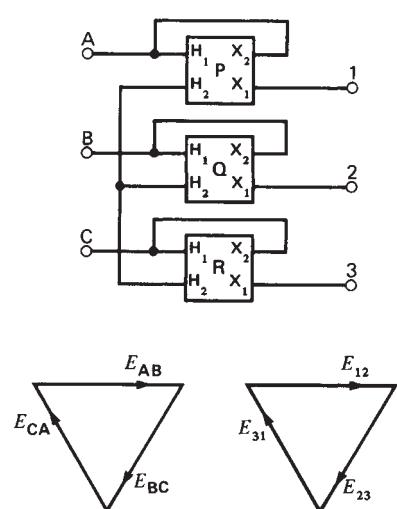


Figura 12.11a
Autotransformador conectado en Y.

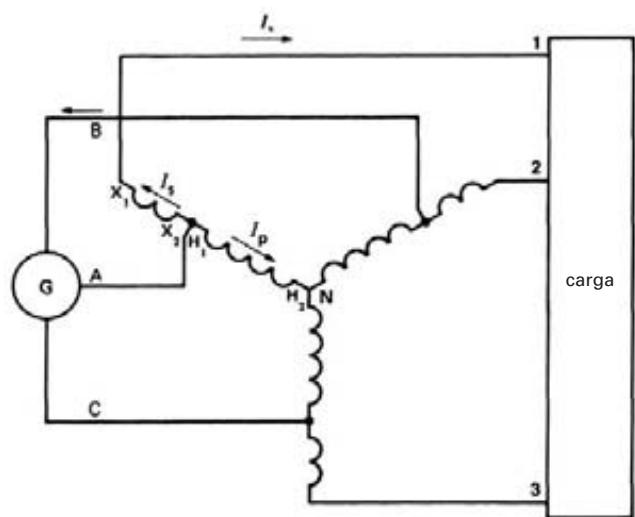


Figura 12.11b
Diagrama esquemático asociado.

**Figura 12.11c**

Autotransformador monofásico (uno de un grupo de tres) que conecta una línea de transmisión trifásica de 700 kV y 60 Hz a un sistema existente de 300 kV. La relación de transformación es de 404 kV/173 kV, para producir una salida de 200/267/333 MVA por transformador, con una elevación de la temperatura de 55 °C. El enfriamiento es OA/FA/FOA. Un devanado terciario con capacidad de 35 MVA y 11.9 kV mantiene balanceados y libres de distorsión los voltajes de línea a neutro, al mismo tiempo que proporciona potencia a la subestación. Otras propiedades de este transformador: peso del núcleo y devanados: 132 t; tanque y accesorios: 46 t; aceite: 87 t; peso total: 265 t. La capacidad de aislamiento básico contra impulsos (BIL, por sus siglas en inglés) es de 1950 kV y 1050 kV en el lado de alto voltaje y en el lado de bajo voltaje, respectivamente. Observe las boquillas de 700 kV (derecha) y 300 kV (izquierda) que sobresalen del tanque. El BIL de 1950 kV y 1050 kV expresa la capacidad del transformador de soportar rayos y sobrecorrientes de conmutación.

(Cortesía de Hydro-Québec)

Para una potencia de salida dada, un autotransformador es más pequeño y más barato que un transformador convencional (vea la sección 11.2). Esto es particularmente cierto si la relación del voltaje de la línea entrante al voltaje de la línea saliente se encuentra entre 0.5 y 2.

La figura 12.11c muestra un gran autotransformador monofásico de 404 kV/173 kV con un devanado terciario de 11.9 kV. Forma parte de un banco de transformadores trifásicos utilizado para conectar una línea de transmisión de 700 kV a un sistema existente de 300 kV.

Ejemplo 12-4

El voltaje de una línea trifásica de 230 kV se tiene que elevar a 345 kV para alimentar una carga de 200 MVA. Se tienen que utilizar tres transformadores monofásicos conectados como autotransformadores. Calcule la potencia básica y la capacidad de voltaje de cada transformador, suponiendo que están conectados como se ve en la figura 12.11b.

Solución

Para simplificar los cálculos, consideremos sólo una fase (la fase A, por ejemplo).

El voltaje de línea a neutro entre X_1 y H_2 es

$$E_{IN} = 345/\sqrt{3} = 199 \text{ kV}$$

El voltaje de línea a neutro entre H_1 y H_2 es

$$E_{AN} = 230/\sqrt{3} = 133 \text{ kV}$$

El voltaje del devanado X_1X_2 entre las líneas 1 y A es

$$E_{1A} = 199 - 133 = 66 \text{ kV}$$

Esto significa que cada transformador tiene una capacidad de voltaje efectiva de primario a secundario de 133 kV a 66 kV.

La corriente en cada fase de la línea saliente es

$$\begin{aligned} I_s &= S/\sqrt{3} E \\ &= (200 \times 10^6)/(\sqrt{3} \times 345\,000) \\ &= 335 \text{ A} \end{aligned} \quad (8.9)$$

La potencia asociada con el devanado X_1X_2 es

$$S_a = 66\,000 \times 335 = 22.1 \text{ MVA}$$

El devanado H_1H_2 tiene la misma capacidad de voltaje. Por lo tanto, la capacidad básica de cada transformador monofásico es de 22.1 MVA.

La capacidad básica del transformador trifásico es de $22.1 \times 3 = 66.3 \text{ MVA}$.

La capacidad básica del transformador (en lo referente al tamaño) es considerablemente menor que su capacidad de soportar carga de 200 MVA. Esto concuerda con el hecho de que la relación de transformación ($345/230 = 1.5$) queda entre 0.5 y 2.0.

12.9 Principio de desplazamiento de fase

Un sistema trifásico nos permite desplazar de una manera muy simple el ángulo de fase de un voltaje. Este desplazamiento de fase nos permite crear sistemas bifásicos, de 6 fases y de 12 fases a partir de una línea trifásica ordinaria. Estos sistemas de múltiples fases se utilizan en grandes estaciones convertidoras electrónicas y en controles eléctricos especiales. El desplazamiento de fase también se utiliza para controlar el flujo de potencia a través de líneas de transmisión que forman parte de una red de potencia.

Para entender el principio de desplazamiento de fase, considere un reóstato conectado entre las fases B y C de una línea trifásica (Fig. 12.12). Al deslizar el con-

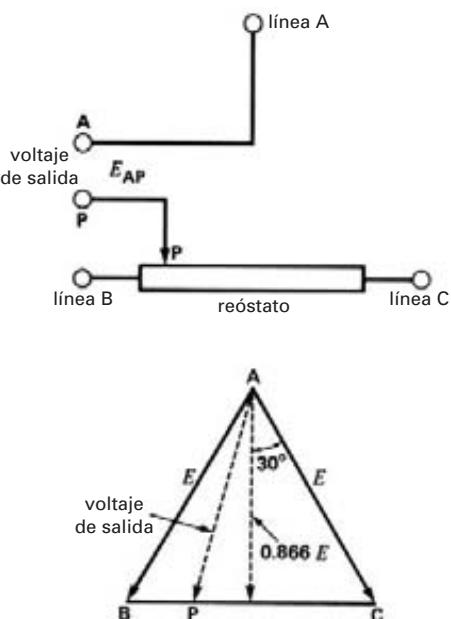


Figura 12.12

La fase del voltaje E_{AP} se puede desplazar con respecto a E_{AC} mediante un potenciómetro.

tacto P de la fase B hacia la fase C, cambian tanto la magnitud como la fase del voltaje E_{AP} . Obtenemos un desplazamiento de fase de 60° al movernos de un extremo del potenciómetro al otro. De esta manera, al movernos de B a C, la fase del voltaje E_{AP} avanza gradualmente con respecto a la de E_{AB} . Al mismo tiempo, la magnitud de E_{AP} varía un poco, desde E (voltaje entre las líneas) hasta $0.866 E$ cuando el contacto está a la mitad del reóstato.

Un desplazador de fase tan simple como éste sólo se puede utilizar en circuitos donde la carga entre las terminales A y P absorbe unos cuantos miliamperes. Si se aplica una carga más intensa, la caída IR resultante en el reóstato cambia por completo el voltaje y el ángulo de fase de lo que eran cuando el circuito estaba abierto.

Para evitar este problema, conectamos un autotransformador de múltiples tomas entre las fases B y C (Fig. 12.13). Moviendo el contacto P obtenemos los mismos voltajes de circuito abierto y desplazamientos de fase que antes, pero esta vez permanecen básicamente sin cambios cuando conectamos una carga entre las terminales A y P. ¿Por qué sucede esto? La razón es que el flujo en el autotransformador es fijo debido a que E_{BC} también lo es. Por consiguiente, el voltaje a través de cada vuelta permanece fijo (tanto en magnitud como en fase) ya sea que el autotransformador suministre o no una corriente a la carga.

La figura 12.14 muestra 3 autotransformadores con tomas conectados entre las líneas A, B y C. Los contactos P_1 , P_2 , P_3 se mueven uno después del otro conforme pasamos de un conjunto de tomas al siguiente. Este arreglo nos permite crear una fuente trifásica P_1 , P_2 , P_3 cuyo ángulo de fase cambia gradualmente con respecto a la fuente ABC. Obtenemos un desplazamiento de

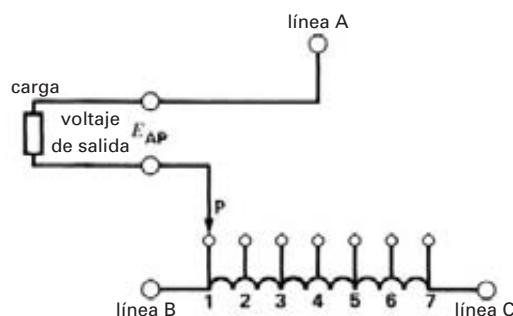


Figura 12.13
Autotransformador utilizado como desplazador de fase.

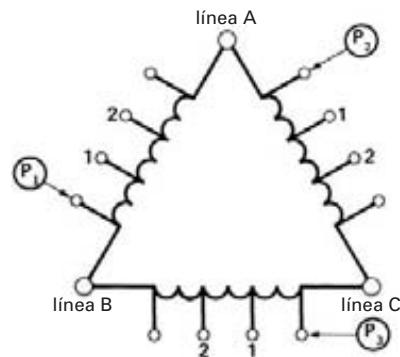


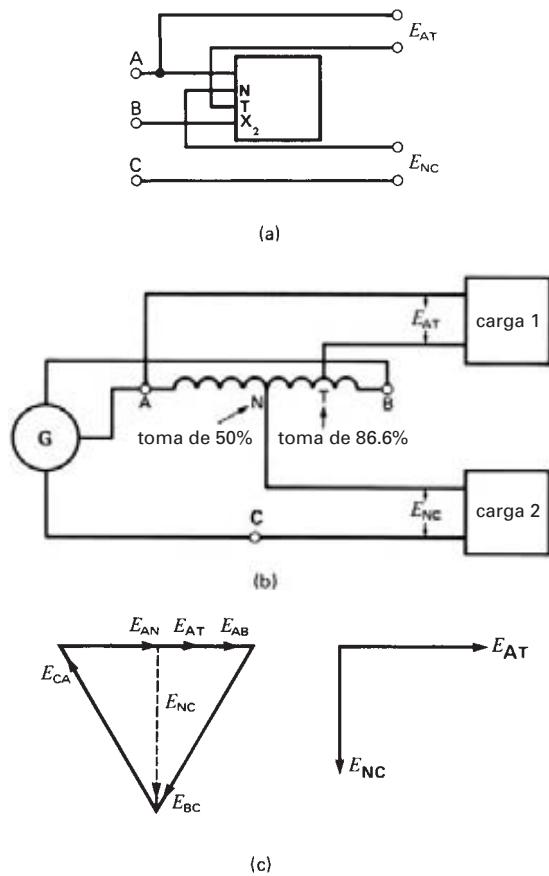
Figura 12.14
Desplazador de fase trifásico.

fase máximo de 120° a medida que pasamos de un extremo del autotransformador al otro. Asimismo, la magnitud de los voltajes trifásicos entre los cursosres P_1 , P_2 y P_3 variará desde $E_{\text{línea}}$ hasta $0.5E_{\text{línea}}$ y de regreso a $E_{\text{línea}}$ a medida que los cursores se muevan uniformemente de un extremo, a la mitad y al otro extremo del devanado del autotransformador. A continuación analizaremos algunas aplicaciones prácticas del principio de desplazamiento de fase.

12.10 Transformación trifásica a monofásica

Los voltajes en un sistema bifásico son iguales aunque desplazados 90° entre sí. Existen varias maneras de crear un sistema bifásico a partir de una fuente trifásica. Una de las más simples y baratas es utilizar un autotransformador monofásico que tenga tomas a 50 por ciento y 86.6 por ciento. Lo conectamos entre dos fases cualesquiera de una línea trifásica, como se ve en la figura 12.15. Si el voltaje entre las líneas A, B, C es de 100 V, los voltajes E_{AT} y E_{NC} son iguales a 86.6 V. Además, están desplazados 90° entre sí. Podemos ver esta relación remitiéndonos al diagrama fasorial de la figura 12.15c y razonando como sigue:

1. Los fasores E_{AB} , E_{BC} y E_{CA} son mantenidos fijos por la fuente.
2. El fasor E_{AN} está en fase con el fasor E_{AB} porque el mismo flujo de ca enlaza las vueltas del autotransformador.
3. El fasor E_{AT} está en fase con el fasor E_{AB} por la misma razón.

**Figura 12.15**

- Método simple para obtener un sistema bifásico a partir de una línea trifásica, utilizando un solo devanado de transformador.
- Diagrama esquemático de las conexiones.
- Diagrama fasorial de los voltajes.
- De acuerdo con la ley del voltaje de Kirchhoff, $E_{AN} + E_{NC} + E_{CA} = 0$. Por consiguiente, el fasor E_{NC} debe tener el valor y la dirección mostrados en la figura.

Las cargas 1 y 2 deben estar aisladas entre sí, como los dos devanados de un motor de inducción bifásico. La relación de transformación (voltaje trifásico a voltaje bifásico) es fija y está dada por $E_{AB}/E_{AT} = 100/86.6 = 1.15$.

Otra forma de producir un sistema bifásico es utilizar la *conexión Scott*. Consiste en dos transformadores monofásicos idénticos, uno que tiene una toma de 50

por ciento y el otro una toma de 86.6 por ciento en el devanado primario. Los transformadores se conectan como se muestra en la figura 12.16. La fuente trifásica está conectada a las terminales A, B, C y la carga bifásica está conectada a los devanados secundarios. La relación de transformación (voltaje de línea trifásico a voltaje de línea bifásico) está dada por E_{AB}/E_{12} . La conexión Scott tiene la ventaja de que separa o aísla los sistemas trifásicos y bifásicos y proporciona cualquier relación de voltaje deseada entre ellos.

Excepto en aplicaciones de servomotor, los sistemas bifásicos rara vez se encuentran en la actualidad.

Ejemplo 12-5

Un motor bifásico de 7.5 kW (10 hp), 240 V y 60 Hz tiene una eficiencia de 0.83 y un factor de potencia de 0.80. Éste tiene que ser alimentado con una línea trifásica de 600 V por medio de un banco de autotransformadores conectados en configuración de Scott (Fig. 12.16c).

Calcule

- La potencia aparente absorbida por el motor.
- La corriente en cada línea bifásica.
- La corriente en cada línea trifásica.

Solución

- La potencia activa absorbida por el motor es

$$\begin{aligned} P &= P_o/\eta = 7500/0.83 \\ &= 9036 \text{ W} \end{aligned}$$

La potencia aparente absorbida por el motor es

$$\begin{aligned} S &= P/\cos \phi = 9036/0.8 \\ &= 11\,295 \text{ VA} \end{aligned}$$

La potencia aparente por fase es

$$S = 11\,295/2 = 5648 \text{ VA}$$

- La corriente en cada línea bifásica es

$$\begin{aligned} I &= S/E = 5648/240 \\ &= 23.5 \text{ A} \end{aligned}$$

- El banco de transformadores consume muy poca potencia activa y reactiva; por consiguiente, la línea trifásica suministra sólo la potencia activa y reactiva absorbida por el motor. Así, la potencia total aparente suministrada por la línea trifásica es de 11 295 VA.

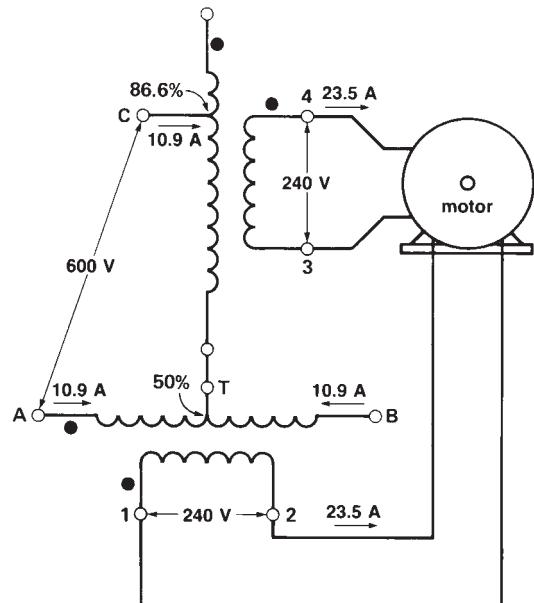
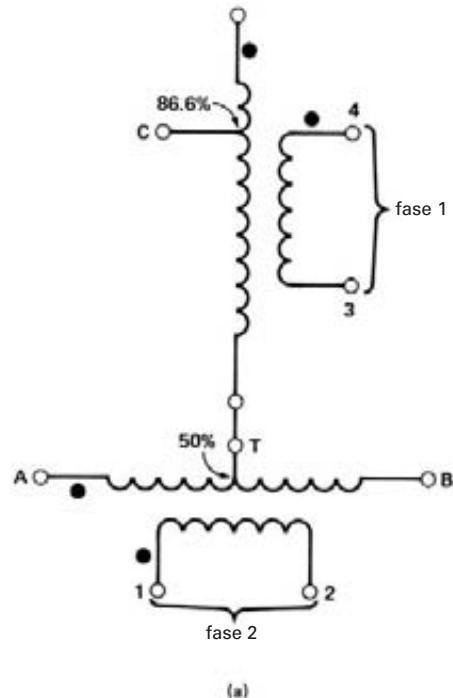


Figura 12.16c
Vea el ejemplo 12-5.

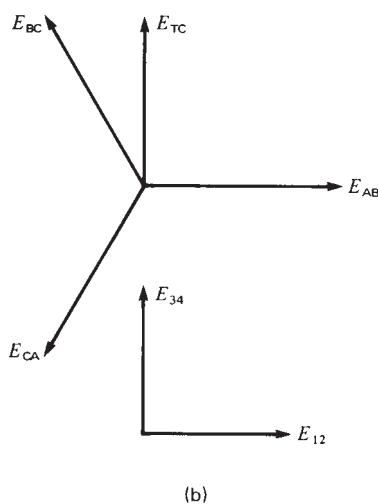


Figura 12.16
a. Conexión Scott.
b. Diagrama fasorial de la conexión Scott.

La corriente de línea trifásica es

$$I = S/(\sqrt{3} E) = 11\,295/(\sqrt{3} \times 600) \\ = 10.9 \text{ A}$$

La figura 12.16c muestra el circuito de potencia y los voltajes y corrientes de línea.

12.11 Transformador de desplazamiento de fase

Un transformador de desplazamiento de fase es un tipo especial de autotransformador trifásico que desplaza el ángulo de fase entre las líneas de entrada y salida sin cambiar la relación de voltaje.

Considere una línea de transmisión trifásica conectada a las terminales A, B, C del transformador de desplazamiento de fase (Fig. 12.17). El transformador desvía todos los voltajes de línea entrantes en un ángulo α sin cambiar su magnitud. El resultado es que todos los voltajes de la línea de transmisión saliente 1, 2, 3 están desplazados con respecto a los voltajes de la línea entrante A, B, C. El ángulo puede

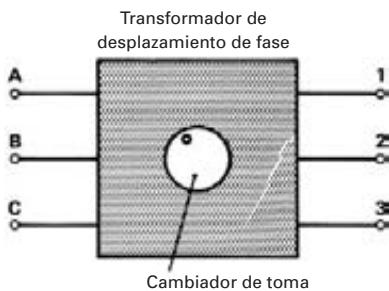


Figura 12.17a
Transformador de desplazamiento de fase.

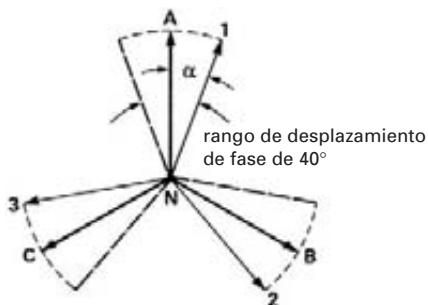


Figura 12.17b
Diagrama fasorial que muestra el rango sobre el cual se puede variar el ángulo de fase de la línea de entrada.

estar adelantado o retrasado y por lo general varía entre cero y $\pm 20^\circ$.

En ocasiones, el ángulo de fase se cambia en pasos discretos por medio de un cambiador de tomas motorizado.

La capacidad de potencia básica del transformador (la cual determina su tamaño) depende de la potencia aparente transportada por la línea de transmisión y del desplazamiento de fase. Con ángulos de menos de 20° , está dada por la fórmula aproximada

$$S_T = 0.025 S_L \alpha_{\max} \quad (12.1)$$

donde

S_T = capacidad de potencia aparente nominal del banco de transformadores trifásicos [VA]

S_L = potencia aparente transportada por la línea de transmisión [VA]

α_{\max} = desplazamiento de fase máximo del transformador [$^\circ$]

0.025 = un coeficiente aproximado

Ejemplo 12-6

Un transformador de desplazamiento de fase está diseñado para controlar 150 MVA en una línea trifásica de 230 kV. El ángulo de fase varía entre cero y $\pm 15^\circ$.

- Calcule la capacidad de potencia básica nominal aproximada del transformador.
- Calcule las corrientes de línea en las líneas de transmisión de entrada y salida.

Solución

- La capacidad de potencia básica es

$$\begin{aligned} S_T &= 0.025 S_L \alpha_{\max} \\ &= 0.025 \times 150 \times 15 \\ &= 56 \text{ MVA} \end{aligned} \quad (12.1)$$

Observe que la capacidad nominal de potencia es mucho menor que la potencia que transporta el transformador. Ésta es una característica de todos los autotransformadores.

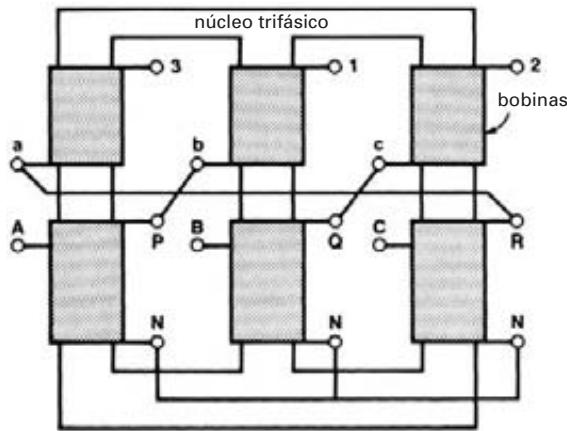
- Las corrientes son las mismas en ambas líneas, porque los voltajes son los mismos. La corriente de línea es

$$\begin{aligned} I &= S_L / \sqrt{3} E \\ &= (150 \times 10^6) / (\sqrt{3} \times 230000) \\ &= 377 \text{ A} \end{aligned} \quad (8.9)$$

La figura 12.18a es un ejemplo de un transformador trifásico que podría ser utilizado para obtener un desplazamiento de fase de, por ejemplo, 20 grados. El transformador tiene dos devanados en cada pata. De este modo, la pata asociada con la fase A tiene un devanado PN con una toma afuera en la terminal A y un segundo devanado con las terminales a, 3. Los devanados de las tres fases están interconectados como se muestra. La línea entrante está conectada a las terminales A, B, C y la línea saliente a las terminales 1, 2, 3.

El resultado es que E_{1N} está retrasado 20° respecto a E_{AN} . Asimismo, E_{2N} está retrasado 20° respecto a E_{BN} , y E_{3N} está retrasado 20° respecto a E_{CN} (Fig. 12.18c).

El principio básico para obtener un desplazamiento de fase es conectar dos voltajes en serie generados por dos fases diferentes. Así pues, el voltaje E_{1b} generado por la fase B se conecta en serie con E_{PN} generado por la fase A. Los valores de E_{PN} y E_{1b} se seleccionan de modo que el voltaje de salida sea igual al de entrada al mismo tiempo que se obtiene el ángulo de fase deseado

**Figura 12.18a**

Construcción de un transformador trifásico de desplazamiento de fase. Las terminales entrantes son A, B, C; las salientes son 1, 2, 3.

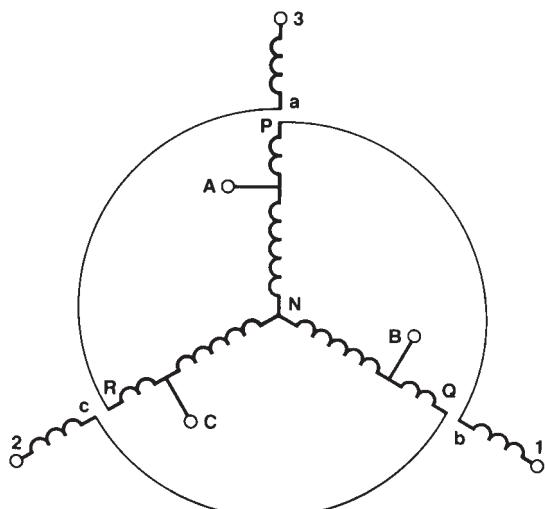
**Figura 12.18b**

Diagrama esquemático del transformador de la figura 12.18a.

entre ellos. En este ejemplo particular, si E es el voltaje de línea a neutro de la línea entrante, los voltajes respectivos a través de los devanados de la fase A son

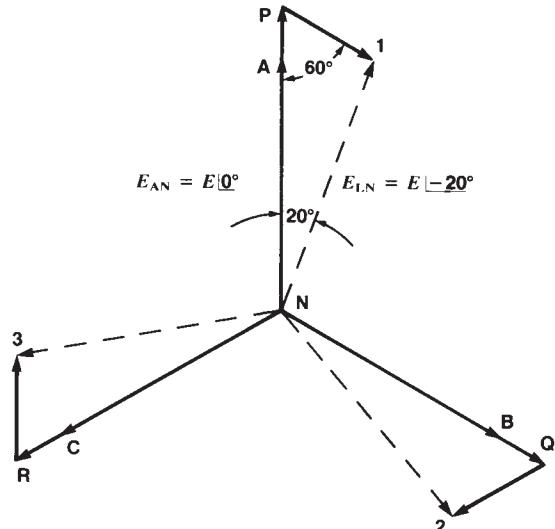
**Figura 12.18c**

Diagrama fasorial de un transformador que da un desplazamiento de fase de 20°.

$$\begin{aligned}E_{AN} &= E \\E_{PN} &= 1.14E \\E_{3a} &= 0.40E \\E_{IN} &= E_{AN} \angle -20^\circ\end{aligned}$$

En la práctica, el circuito interno de un transformador de desplazamiento de fase y cambio de toma es mucho más complejo. No obstante, se apoya en los principios básicos que acabamos de analizar. En el capítulo 25 abordaremos el propósito de tales transformadores.

12.12 Cálculos que implican transformadores trifásicos

El comportamiento de un banco de transformadores trifásicos se determina del mismo modo que el de un transformador monofásico. Al realizar los cálculos, procedemos como sigue:

1. Suponemos que los devanados primario y secundario están conectados en Y, *aun cuando no lo estén* (vea la sección 8.14). Esto elimina el problema de tener que trabajar con voltajes y corrientes en delta-Y y delta-delta.

2. Consideramos sólo un transformador (monofásico) de este supuesto banco de transformadores en Y-Y.
3. El voltaje primario de este transformador hipotético es el voltaje de línea a neutro de la línea entrante.
4. El voltaje secundario de este transformador es el voltaje de línea a neutro de la línea saliente.
5. La capacidad de potencia nominal de este transformador es un tercio de la capacidad del banco de transformadores trifásicos.
6. La carga de este transformador es un tercio de la carga del banco de transformadores.

Ejemplo 12-7

La capacidad del transformador elevador trifásico mostrado en la figura 10.18 (ver capítulo 10) es de 1300 MVA, 24.5 kV/345 kV, 60 Hz, con impedancia de 11.5 por ciento. Aquél eleva el voltaje de una estación de generación para suministrar energía a una línea de 345 kV.

- a. Determine el circuito equivalente de este transformador, por fase.
- b. Calcule el voltaje a través de las terminales del generador cuando el lado de alto voltaje del transformador suministra 810 MVA a 370 kV con un factor de potencia retrasado de 0.90.

Solución

- a. En primer lugar, observamos que las conexiones de los devanados primario y secundario no están especificadas, pero no necesitamos esta información. Sin embargo, suponemos que ambos devanados están conectados en Y.

Utilizaremos el método por unidad para resolver este problema. Seleccionamos el voltaje nominal del devanado secundario como nuestro voltaje base, E_B .

El voltaje base es

$$E_B = 345/\sqrt{3} = 199.2 \text{ kV}$$

La relación de transformación es

$$a = 345/24.5 = 14.08$$

Utilizaremos la capacidad de potencia nominal del transformador como potencia base S_B . Por lo tanto,

$$S_B = 1300/3 = 433.3 \text{ MVA}$$

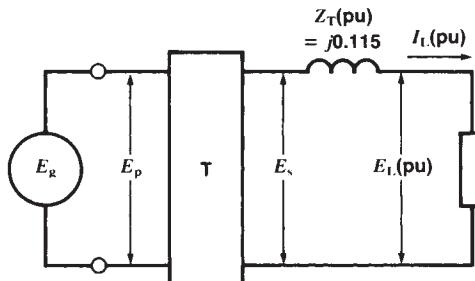


Figura 12.19

Vea el ejemplo 12-7.

Éste es un transformador muy grande, por lo que su impedancia es casi completamente reactiva. Por lo tanto, la impedancia por unidad es,

$$Z_T(\text{pu}) = j0.115$$

El circuito equivalente se muestra en la figura 12.19.

- b. La potencia de la carga por fase es

$$S_L = 810/3 = 270 \text{ MVA}$$

El voltaje E_L a través de la carga es

$$E_L = 370 \text{ kV}/\sqrt{3} = 213.6 \text{ kV}$$

La potencia por unidad de la carga es

$$S_L(\text{pu}) = 270 \text{ MVA}/433.3 \text{ MVA} = 0.6231$$

Con E_L como fasor de referencia, el voltaje por unidad a través de la carga es

$$\begin{aligned} E_L(\text{pu}) &= 213.6 \text{ kV}/199.2 \text{ kV} \\ &= 1.0723 \angle 0^\circ \end{aligned}$$

La corriente por unidad en la carga es

$$I_L(\text{pu}) = \frac{S_L(\text{pu})}{E_L(\text{pu})} = \frac{0.6231}{1.0723} = 0.5811$$

El factor de potencia de la carga es 0.9. Por consiguiente, I_L se retrasa con respecto a E_L en un ángulo de arcos $0.90 = 25.84^\circ$.

En consecuencia, la amplitud y la fase de la corriente por unidad de la carga están dadas por

$$I_L(\text{pu}) = 0.5811 \angle -25.84^\circ$$

El voltaje por unidad E_s (Fig. 12.19) es

$$\begin{aligned}
 E_s(\text{pu}) &= E_L(\text{pu}) + I_L(\text{pu}) \times Z_T(\text{pu}) \\
 &= 1.0723\angle 0^\circ + (0.5811\angle -25.84^\circ) \\
 &\quad \times (0.115\angle 90^\circ) \\
 &= 1.0723 + 0.0668\angle 64.16^\circ \\
 &= 1.0723 + 0.0668(\cos 64.16^\circ + \\
 &\quad j \sin 64.16^\circ) \\
 &= 1.1014 + j 0.0601 \\
 &= 1.103\angle 3.12^\circ
 \end{aligned}$$

Por consiguiente,

$$E_s = 1.103 \times 345 \text{ kV} = 381 \text{ kV}\angle 3.12^\circ$$

El voltaje por unidad en el lado del primario también es

$$E_p = 1.103\angle 3.12^\circ$$

Por lo tanto, el voltaje efectivo a través de las terminales del generador es,

$$\begin{aligned}
 E_g &= E_p(\text{pu}) \times E_B(\text{primario}) \\
 &= 1.103 \times 24.5 \text{ kV} \\
 &= 27.02 \text{ kV}
 \end{aligned}$$

12.13 Marcas de polaridad de transformadores trifásicos

Las terminales de alto voltaje de un transformador trifásico son H_1 , H_2 , H_3 , y las de bajo voltaje son X_1 , X_2 , X_3 . Las reglas siguientes han sido estandarizadas:

- Si los devanados primario y secundario están conectados en Y-Y o delta-delta, los voltajes entre terminales con marcas similares están en fase. Por lo tanto,

$E_{H_1H_2}$ está en fase con $E_{X_1X_2}$

$E_{H_2H_1}$ está en fase con $E_{X_2X_1}$

$E_{H_3H_1}$ está en fase con $E_{X_3X_1}$

y así sucesivamente.

- Si los devanados primario y secundario están conectados en Y-delta o delta-Y, resulta un desplazamiento de fase de 30° entre los voltajes de línea. Las conexiones internas se hacen de modo que los voltajes del lado de AV siempre

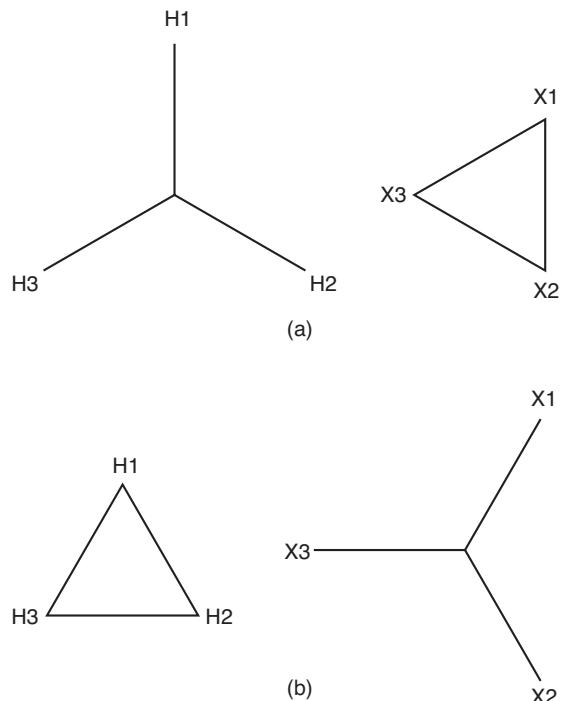


Figura 12.20

Marcas de polaridad de transformadores trifásicos.

estén adelantados respecto a los voltajes de terminales marcadas similarmente del lado de BV. Por lo tanto,

$E_{H_1H_2}$ está adelantado 30° respecto a $E_{X_1X_2}$

$E_{H_2H_1}$ está adelantado 30° respecto a $E_{X_2X_1}$

$E_{H_3H_1}$ está adelantado 30° respecto a $E_{X_3X_1}$

y así sucesivamente.

La figura 12.20 muestra dos formas de representar las marcas de terminales en una conexión delta-Y.

- Estas reglas no se ven afectadas por la secuencia de fase del voltaje de línea aplicado al lado primario.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 12-1 Suponiendo que las terminales de un transformador tienen las marcas de polaridad H_1 , H_2 , X_1 , X_2 , trace esquemas de las siguientes conexiones:
- Delta-Y
 - Delta abierta
- 12-2 Tres transformadores monofásicos de 250 kVA, 7200 V/600 V, 60 Hz se conectan en Y-delta a una línea trifásica de 12 470 V. Si la carga es de 450 kVA, calcule las siguientes corrientes:
- En las líneas de transmisión entrantes y salientes.
 - En los devanados primario y secundario.
- 12-3 El transformador de la figura 12.9 tiene una capacidad de 30 MVA, 13.8 kV/320 V. Calcule las corrientes nominales en las líneas primaria y secundaria.
- 12-4 Calcule las corrientes nominales en los devanados primario y secundario del transformador mostrado en la figura 10.8, sabiendo que los devanados están conectados en delta-y.

Nivel intermedio

- 12-5 El transformador mostrado en la figura 10-19 opera en el modo de aire forzado durante los picos matutinos.
- Calcule las corrientes en las líneas secundarias si el voltaje de línea primaria es de 225 kV y la corriente de línea primaria es de 150 A.
 - ¿Está sobrecargado el transformador?
- 12-6 Los transformadores del problema 12-2 se utilizan para elevar el voltaje de una línea trifásica de 600 V a 7.2 kV.
- ¿Cómo se deben conectar?
 - Calcule las corrientes de línea para una carga de 600 kVA.
 - Calcule las corrientes primaria y secundaria correspondientes.

- 12-7 Para satisfacer una urgencia, se conectan tres transformadores monofásicos de 100 kVA, 13.2 kV/2.4 kV en Y-delta a una línea trifásica de 18 kV.
- ¿Cuál es la carga máxima que se puede conectar al banco de transformadores?
 - ¿Cuál es el voltaje en la línea saliente?
- 12-8 Dos transformadores con capacidad de 250 kVA, 2.4 kV/600 V están conectados en delta abierta para alimentar una carga de 400 kVA.
- ¿Están sobrecargados los transformadores?
 - ¿Cuál es la carga máxima que el banco de transformadores puede soportar de forma continua?
- 12-9 De acuerdo con las figuras 12.3 y 12.4, el voltaje de línea entre las fases A-B-C es de 6.9 kV y el voltaje entre las líneas 1, 2 y 3 está balanceado y es de 600 V. Entonces, en una instalación similar los devanados secundarios del transformador P están conectados por error a la inversa.
- Determine los voltajes medidos entre las líneas 1-2, 2-3 y 3-1.
 - Trace el nuevo diagrama fasorial.

Aplicación industrial

- 12-10 Se tienen que instalar tres transformadores monofásicos de 150 kVA, 480 V/4000 V, 60 Hz en una línea trifásica de 4000 V. La corriente de excitación tiene un valor de 0.02 pu. Calcule la corriente de línea cuando los transformadores operan sin carga.
- 12-11 Se estima que la pérdida en el núcleo de un transformador de distribución trifásico de 300 kVA es de 0.003 pu. Las pérdidas eléctricas o en el cobre son de 0.0015 pu. Si el transformador opera efectivamente sin carga el 50 por ciento del tiempo, y el costo de la electricidad es de 4.5 centavos por kWh, calcule el costo de la operación sin carga en el curso de un año.
- 12-12 El boletín del fabricante de un transformador indica que un autotransformador trifásico de 150 kVA, 230 V/208 V, 60 Hz, pesa 310 lb,

- mientras que un transformador trifásico estándar de la misma capacidad pesa 1220 lb. ¿Por qué esta diferencia?
- 12-13 Se conectan en delta tres transformadores monofásicos de 15 kVA, 480 V/120 V, 60 Hz para que funcionen como autotransformadores en una línea trifásica de 600 V. Las marcas de polaridad H_1 , H_2 , X_1 , X_2 aparecen en la caja metálica.
- Muestre cómo deberán conectarse los transformadores.
 - Determine la salida de voltaje trifásico del transformador.
 - Determine el desplazamiento de fase entre la salida de voltaje trifásico y la entrada trifásica de 600 V.
- 12-14 En el problema 12-13 calcule la corriente de línea máxima que se puede obtener de una fuente de 600 V. Después calcule la carga máxima (kVA) que el transformador puede soportar.
- 12-15 Desea operar un motor trifásico de 40 hp y 460 V de un suministro trifásico de 600 V. La corriente a plena carga del motor es de 42 A. Están disponibles tres transformadores monofásicos de 5 kVA, 120 V/480 V. ¿Cómo los conectaría? ¿Pueden suministrar la corriente de carga absorbida por el motor sin sobrecalentarse?

CAPÍTULO 13

Máquinas de inducción trifásicas

13.0 Introducción

Las máquinas de inducción trifásicas comprenden tanto motores como generadores.

Los motores de inducción (o motores asincrónicos) trifásicos son los motores más utilizados en la industria. Son simples, resistentes, baratos y fáciles de mantener. Funcionan a velocidad esencialmente constante desde cero hasta plena carga. La velocidad depende de la frecuencia, por lo que estos motores no se adaptan con facilidad al control de velocidad. Sin embargo, cada vez se utilizan más los controladores electrónicos de frecuencia variable para controlar la velocidad de motores de inducción comerciales.

En este capítulo veremos los principios básicos del motor de inducción trifásico y desarrollaremos las ecuaciones fundamentales que describen su comportamiento. Después analizaremos su construcción general y la forma en que están hechos sus devanados.

Los motores de inducción con rotor tipo jaula de ardilla, con rotor devanado y lineales con capacidades de unos cuantos caballos de fuerza hasta varios miles de ellos permitirán al lector ver que operan sobre los mismos principios básicos.

En este capítulo también veremos que los motores de inducción trifásicos pueden operar como generadores de inducción trifásicos.

13.1 Componentes principales

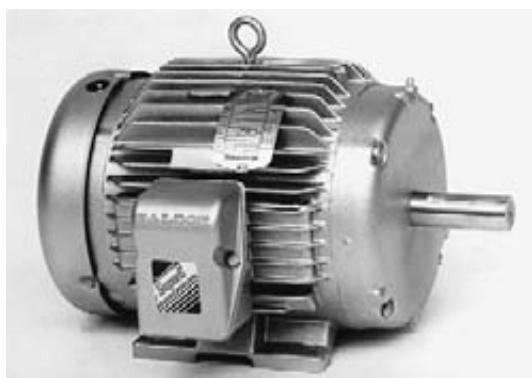
Un motor de inducción trifásico (Fig. 13.1) consta de dos partes principales: un estator estacionario y un

rotor giratorio. El rotor está separado del estator por un pequeño entrehierro que va de 0.4 mm a 4 mm, según la potencia del motor.

El *estator* (Fig. 13.2) consta de un armazón de acero que soporta un núcleo cilíndrico hueco compuesto de laminaciones apiladas. Varias ranuras equidistantes entre sí, hechas en la circunferencia interna de las laminaciones, proporcionan el espacio para el devanado del estator.

El *rotor* también se compone de laminaciones ranuradas. Éstas están apiladas cuidadosamente para crear una serie de ranuras para el devanado del rotor. Se utilizan dos tipos de devanados de rotor: (1) devanados trifásicos convencionales hechos de alambre aislado y (2) devanados de jaula de ardilla. El tipo de devanado da lugar a dos clases principales de motores: *motores de inducción de jaula de ardilla* (también llamados *motores de jaula*) y *motores de inducción de rotor devanado*.

Un **rotor de jaula de ardilla** se compone de barras de cobre desnudo, un poco más largas que el rotor, las cuales están insertadas en las ranuras por uno de sus extremos. Los extremos opuestos se sueldan a dos anillos de cobre para que todas las barras estén en cortocircuito entre sí. Toda la construcción (barras y anillos extremos) se asemeja a una jaula de ardilla, de donde se deriva el nombre. En motores pequeños y medianos, las barras y los anillos extremos son de aluminio moldeado a presión y forman un bloque integral (Fig. 13.3a). Las figuras 13.3b y 13.3c muestran etapas progresivas en la fabricación de un motor de jaula de ardilla.

**Figura 13.1**

Motor de inducción trifásico súper E de eficiencia premium de 10 hp, 1760 r/min, 460 V y 60 Hz. Este motor totalmente cerrado y enfriado por ventilador tiene una corriente a plena carga de 12.7 A, una eficiencia de 91.7% y un factor de potencia del 81%. Otras características: corriente sin carga: 5 A; corriente con el rotor bloqueado: 85 A; momento de torsión con el rotor bloqueado: 2.2 pu; momento de torsión máximo: 3.3 pu; factor de servicio 1.15; peso total: 90 kg; longitud total incluido el eje: 491 mm; altura total: 279 mm. (Cortesía de Baldor Electric Company)

Un **rotor devanado** tiene un devanado trifásico similar al del estator. El devanado está distribuido uniformemente en las ranuras y casi siempre está conectado en Y con 3 conductores. Las terminales están conectadas a tres anillos colectores, los cuales giran junto con el rotor (Fig. 13.4). Los anillos colectores rotatorios y las escobillas estacionarias asociadas permiten conectar resistores externos en serie al devanado del rotor. Los resistores externos se utilizan principalmente durante el periodo de arranque; en condiciones de funcionamiento normal, las tres escobillas están en cortocircuito.

13.2 Principio de operación

La operación de un motor de inducción trifásico está basada en la aplicación de la ley de Faraday y la fuerza de Lorentz en un conductor (secciones 2.20, 2.21 y 2.22). El comportamiento es fácil de entender por medio del ejemplo siguiente.

Considere una serie de conductores de longitud l , cuyos extremos se ponen en cortocircuito mediante dos barras A y B (Fig. 13.5a). Un imán permanente colocado sobre esta escalera conductora se mueve con rapidez hacia la derecha a una velocidad v , para que su campo magnético B pase a través de los conductores. Entonces ocurre la siguiente secuencia de eventos:

**Figura 13.2**

Vista despiezada del motor de jaula de la figura 13.1, que muestra el estator, el rotor, las tapas laterales, el ventilador de enfriamiento, los cojinetes de bolas y la caja de terminales. El ventilador envía aire sobre el armazón del estator, el cual dispone de nervaduras para mejorar la transferencia de calor. (Cortesía de Baldor Electric Company)

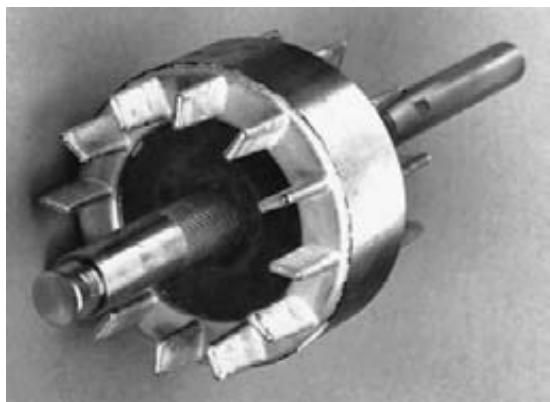


Figura 13.3a
Rotor de jaula de ardilla de aluminio moldeado a presión con ventilador de enfriamiento integral.
(Cortesía de Lab-Volt)

1. Se induce un voltaje $E = Blv$ en cada uno de los conductores mientras el flujo pasa por ellos (ley de Faraday).
2. El voltaje inducido produce de inmediato una corriente I , la cual fluye por el conductor debajo de la cara del polo, a través de las barras extremas y regresa a través de los demás conductores.
3. Como el conductor que transporta corriente queda en el campo magnético del imán permanente, experimenta una fuerza mecánica (fuerza de Lorentz).
4. La fuerza siempre actúa en una dirección para arrastrar el conductor junto con el campo magnético (sección 2.23).

Si la escalera conductora está libre para moverse, se acelerará hacia la derecha. Sin embargo, conforme ésta adquiera velocidad, el imán móvil pasará con menos rapidez por los conductores, por lo que el voltaje inducido E y la corriente I disminuirán. En consecuencia, la fuerza que actúa en los conductores también disminuirá. Si la escalera tuviera que moverse a la misma velocidad que el campo magnético, el voltaje inducido E , la corriente I y la fuerza que arrastra la escalera serían cero.

En un motor de inducción la escalera se cierra a sí misma para formar una jaula de ardilla (Fig. 13.5b) y

el imán móvil es reemplazado por un campo rotatorio. El campo es producido por las corrientes trifásicas que fluyen en los devanados del estator, como veremos a continuación.

13.3 El campo rotatorio

Considere un estator simple que tiene 6 polos salientes, cada uno de los cuales porta una bobina de 5 vueltas (Fig. 13.6). Las bobinas que se encuentran diametralmente opuestas están conectadas en serie por medio de tres puentes o alambres de cierre que conectan respectivamente las terminales a-a, b-b y c-c. Esto crea tres juegos idénticos de devanados AN, BN, CN que están separados mecánicamente 120° entre sí.

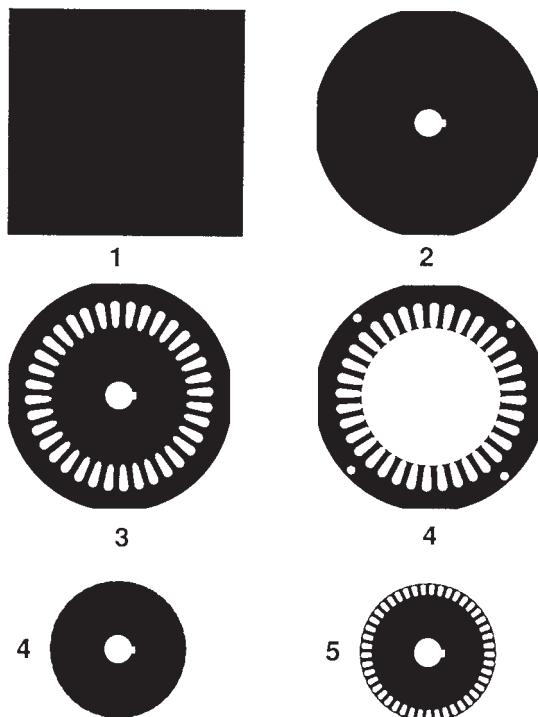
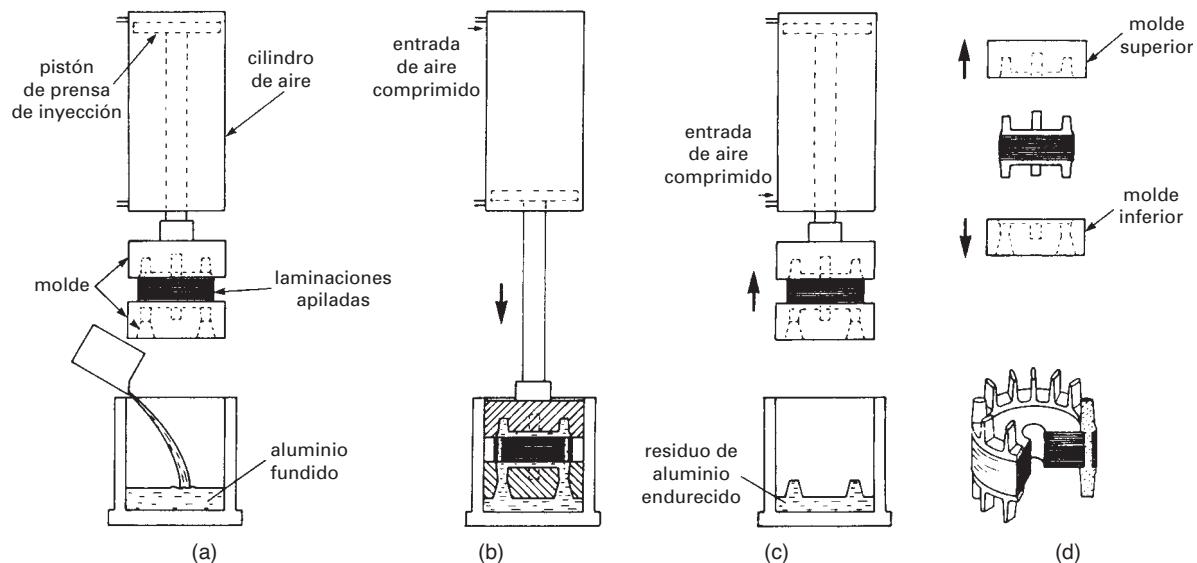


Figura 13.3b
Pasos progresivos en la fabricación de las laminaciones de un rotor y un estator. La lámina es cortada a la medida (1), recalada (2), punzonada (3), recalada (4) y punzonada (5).
(Cortesía de Lab-Volt)

**Figura 13.3c**

Pasos progresivos en el moldeado por inyección de un rotor de jaula de ardilla.

- Se vierte aluminio fundido en una cavidad cilíndrica. Las laminaciones del rotor son contenidas firmemente entre dos moldes.
- El aire comprimido inserta el ensamblaje de moldes en la cavidad. El aluminio fundido es desplazado hacia arriba a través de los orificios para las barras del rotor y entra al molde superior.
- El aire comprimido retira el ensamblaje de moldes, ahora completamente lleno de aluminio caliente (pero endurecido).
- Los moldes superior e inferior son separados y aparece el rotor moldeado a presión. La vista de sección transversal muestra que los anillos superiores e inferiores están unidos por las barras del rotor.

(Cortesía de Lab-Volt)

Las dos bobinas de cada devanado producen fuerzas magnetomotoricas que actúan en la misma dirección.

Los tres juegos de devanados están conectados en Y, por lo que forman un neutro común N. A causa de la disposición perfectamente simétrica, las impedancias de línea a neutro son idénticas. En otras palabras, en lo referente a las terminales A, B, C, los devanados constituyen un sistema trifásico balanceado.

Si conectamos una fuente trifásica a las terminales A, B, C, las corrientes alternas I_a , I_b e I_c fluirán en los devanados. Las corrientes tendrán el mismo valor pero con el tiempo estarán desplazadas en un ángulo de 120° . Estas corrientes producen fuerzas magnetomotoricas que, a su vez, crean un flujo magnético. Este flujo es el que nos interesa.

Para seguir la secuencia de eventos, suponemos que las corrientes positivas (indicadas por las flechas)

siempre fluyen en los devanados de la línea al neutro. A la inversa, las corrientes negativas fluyen del neutro a la línea. Además, para poder trabajar con números, supongamos que la corriente pico por fase es de 10 A. Por lo tanto, cuando $I_a = +7\text{ A}$, las dos bobinas de la fase A juntas producirán una fmm de $7\text{ A} \times 10$ vueltas = 70 ampere-vueltas y un valor de flujo correspondiente. Como la corriente es positiva, el flujo es dirigido verticalmente hacia arriba, de acuerdo con la regla de la mano derecha.

Conforme pasa el tiempo, podemos determinar el valor instantáneo y la dirección de la corriente en cada devanado y establecer de esa manera los patrones de flujo sucesivos. Por lo tanto, de acuerdo con la figura 13.7, en el instante 1 la corriente I_a tiene un valor de $+10\text{ A}$, mientras que I_b e I_c tienen un valor de -5 A . La fmm de la fase A es $10\text{ A} \times 10$ vueltas = 100 ampere-

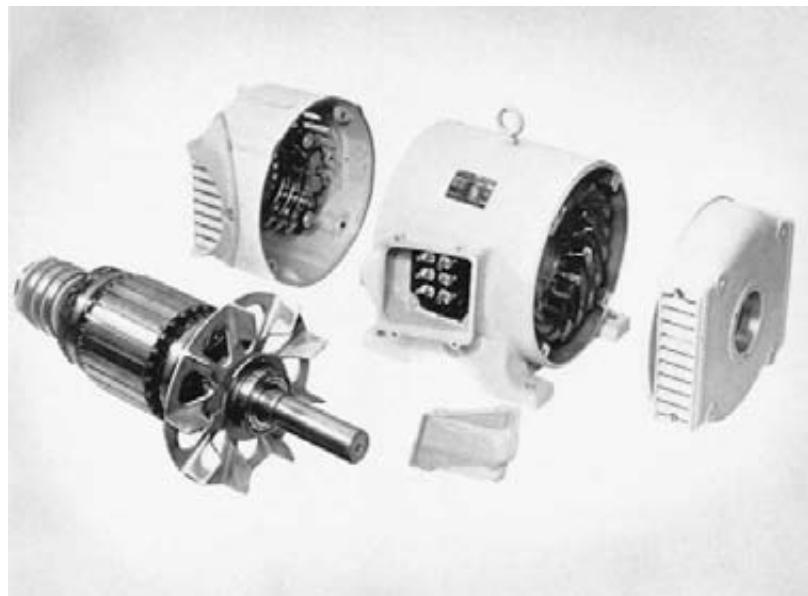


Figura 13.4a

Vista despiezada de un motor de inducción de rotor devanado de 5 hp y 1730 r/min.

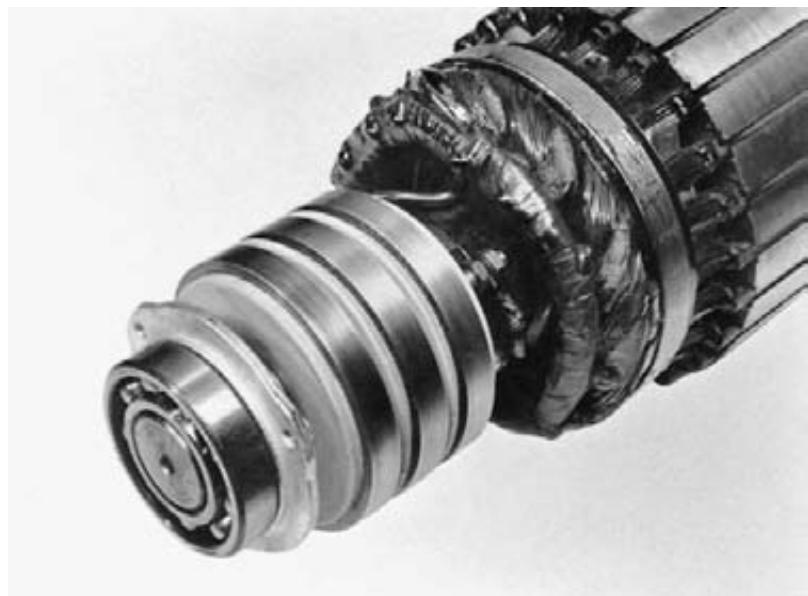


Figura 13.4b

Toma de cerca del extremo del rotor donde van los anillos colectores.
(Cortesía de Brook Crompton Parkinson Ltd)

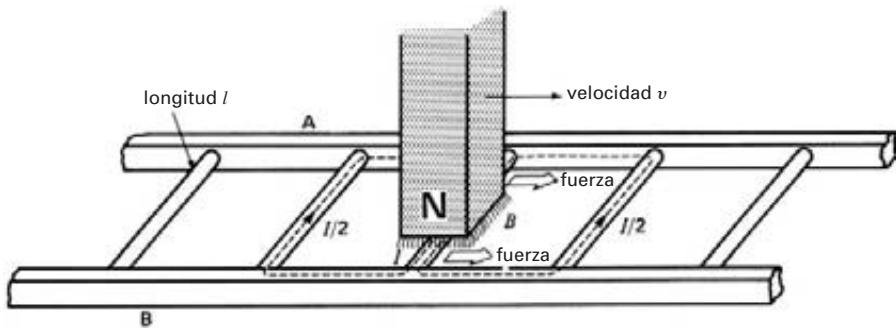


Figura 13.5a
Imán en movimiento que pasa sobre la escalera conductora.

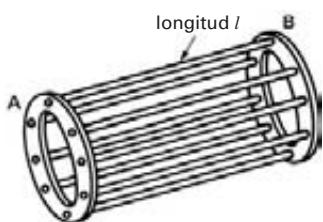


Figura 13.5b
Escalera enrollada para formar una jaula de ardilla.

vueltas, mientras que las fmm de las fases B y C son de 50 ampere-vueltas. La dirección de las fmm depende de los flujos de corriente instantáneos y, utilizando la regla de la mano derecha, encontramos que la dirección del campo magnético resultante es la que se indica en la figura 13.8a. Observe que en lo referente al rotor, los seis polos salientes juntos producen un campo magnético que tiene básicamente un amplio polo norte y un amplio polo sur. Esto significa que el estator de 6 polos produce en realidad un campo de 2 polos. El campo magnético combinado apunta hacia arriba.

En el instante 2, un sexto de ciclo más tarde, la corriente I_c alcanza un pico de -10 A , en tanto que I_a e I_b tienen un valor de $+5\text{ A}$ (Fig. 13.8b). Encontramos entonces que el nuevo campo tiene la misma forma que antes, excepto que se ha movido un ángulo de 60° en el sentido de las manecillas del reloj. En otras palabras, el flujo realiza $1/6$ de vuelta entre los instantes 1 y 2.

Procediendo de esta manera para cada uno de los instantes sucesivos, 3, 4, 5, 6 y 7, separados por intervalos de $1/6$ de ciclo, encontramos que el campo mag-

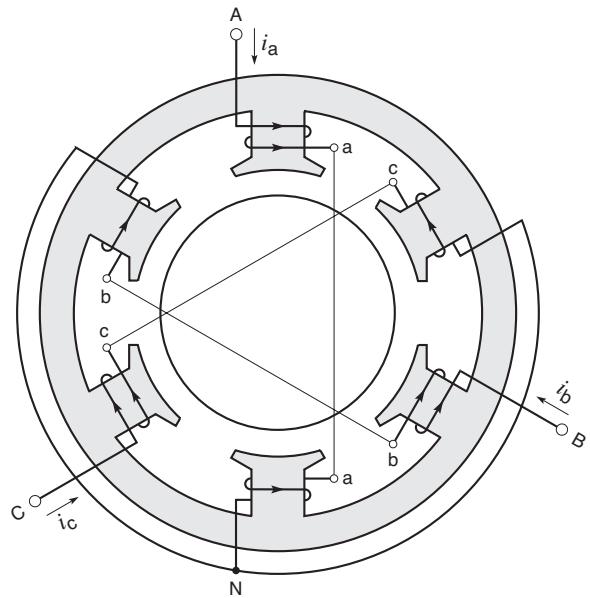


Figura 13.6
Estator elemental con sus terminales A, B, C, conectadas a una fuente trifásica (no se muestra). Las corrientes que fluyen de la línea al neutro se consideran positivas.

nético realiza una vuelta completa durante un ciclo (vea las figuras 13.8a a 13.8f).

Por consiguiente, la velocidad de rotación del campo depende de la duración del ciclo, y ésta depende a su vez de la frecuencia de la fuente. Si la frecuencia es de 60 Hz , el campo resultante realiza una vuelta en $1/60\text{ s}$, es decir, 3600 revoluciones por minuto. Por

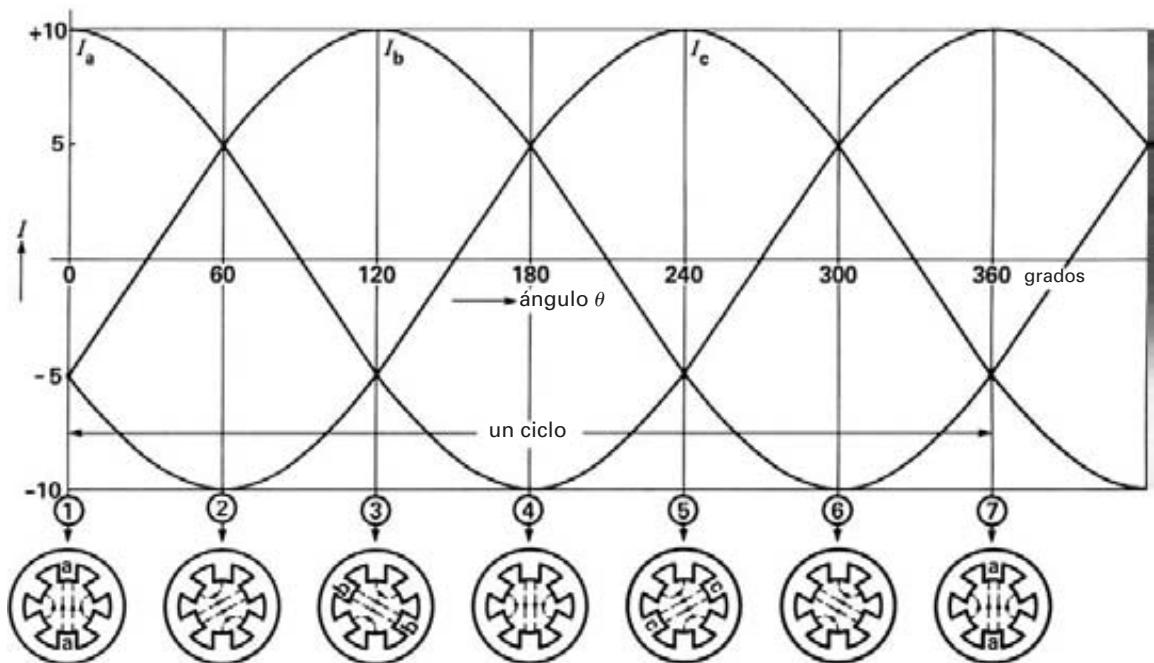


Figura 13.7

Valores instantáneos de las corrientes y posición del flujo de la figura 13.6.

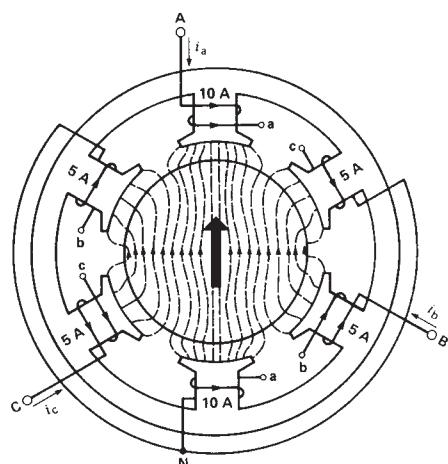


Figura 13.8a

Patrón del flujo en el instante 1.

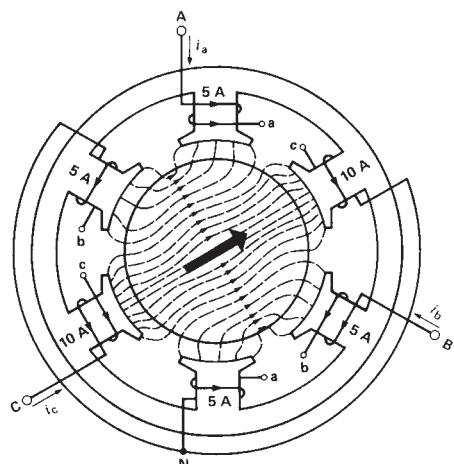


Figura 13.8b

Patrón del flujo en el instante 2.

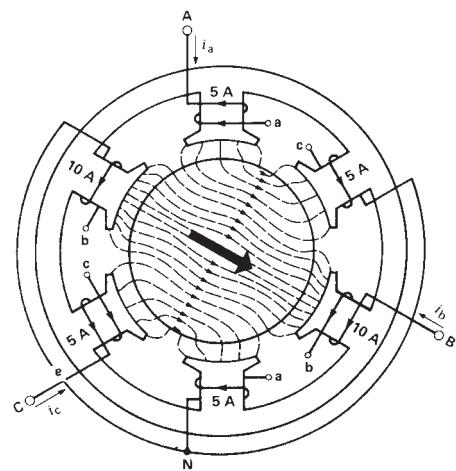


Figura 13.8c
Patrón del flujo en el instante 3.

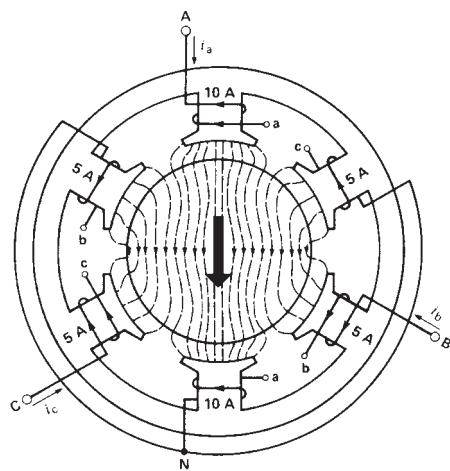


Figura 13.8d
Patrón del flujo en el instante 4.

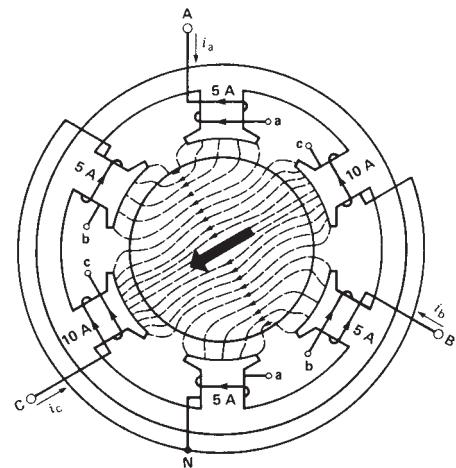


Figura 13.8e
Patrón del flujo en el instante 5.

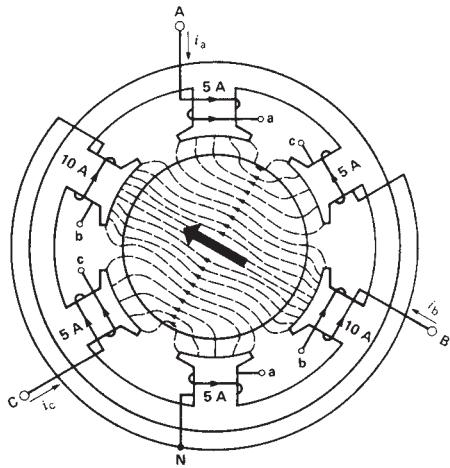


Figura 13.8f
Patrón del flujo en el instante 6.

otra parte, si la frecuencia fuera de 5 Hz, el campo realizaría una vuelta en 1/5 s y la velocidad sería de sólo 300 r/min. Como la velocidad del campo rotatorio está necesariamente sincronizada con la frecuencia de la fuente, se llama *velocidad síncrona*.

13.4 Dirección de rotación

Las crestas positivas de las corrientes mostradas en la figura 13.7 aparecen una detrás de la otra en el orden A-B-C. Esta secuencia de fase produce un campo que

gira en el sentido de las manecillas del reloj. Si intercambiamos dos de las líneas (cualesquiera) conectadas al estator, la nueva secuencia de fase será A-C-B. Siguiendo la misma línea de razonamiento desarrollada en la sección 13.3, encontramos que ahora el campo gira a velocidad síncrona en la dirección opuesta o en el sentido contrario al de las manecillas del reloj. Si intercambiamos dos líneas cualesquiera de un motor trifásico, se invertirá su velocidad de rotación.

Aun cuando las primeras máquinas se construyeron con polos salientes, los estatores de los motores

modernos tienen diámetros internos lisos. Por lo tanto el estator de polos salientes de la figura 13.6 ahora es reemplazado por un estotor liso como el de las figuras 13.2 y 13.24a.

En la figura 13.6, las dos bobinas de la fase A (A_a y A_n) son reemplazadas por las dos bobinas mostradas en la figura 13.9a. Están alojadas en dos ranuras en la superficie interna del estotor. Observe que cada bobina abarca 180° de la circunferencia en tanto que las bobinas de la figura 13.6 abarcán sólo 60° . El paso de bobina de 180° es más eficiente porque produce un flujo mayor por vuelta. Una corriente I_a que fluye de la terminal A al neutro N produce la distribución de flujo mostrada en la figura.

Las bobinas de las fases B y C son idénticas a las de la fase A y, como se ve en la figura 13.9b, están desplazadas 120° entre sí. El campo magnético resultante producido por las tres fases consta nuevamente de dos polos.

En la práctica, en lugar de utilizar una sola bobina por polo como se muestra en la figura 13.9a, la bobina se subdivide en dos, tres o más bobinas alojadas en ranuras adyacentes. Las bobinas escalonadas se conectan en serie y constituyen lo que se conoce como *grupo de fases*. Espaciando las bobinas de esta manera a través de dos o más ranuras se crea una distribución de flujo sinusoidal por polo, la cual mejora el desempeño del motor y lo hace menos ruidoso. En la figura 13.20 se

muestra un grupo de fases (o simplemente *grupo*) compuesto de 5 bobinas escalonadas conectadas en serie y colocadas en 5 ranuras sucesivas.

13.5 Número de polos-velocidad síncrona

Poco tiempo después de la invención del motor de inducción, se descubrió que la velocidad del flujo rotatorio se podía reducir incrementando el número de polos.

Para construir un estotor de 4 polos, las bobinas se distribuyen como se muestra en la figura 13.10a. Los cuatro grupos de fases A idénticos ahora abarcán sólo 90° de la circunferencia del estotor. Los grupos se conectan en serie de modo que los grupos adyacentes produzcan fuerzas magnetomotrices que actúen en direcciones opuestas. En otras palabras, cuando una corriente I_a fluye en el devanado del estotor de la fase A (Fig. 13.10a), crea cuatro polos N-S alternos.

Los devanados de las otras dos fases son idénticos pero están desplazados entre sí (y respecto a la fase A) por un ángulo mecánico de 60° . Cuando los devanados conectados en Y se conectan a una fuente trifásica, se crea un campo rotatorio de cuatro polos (Fig. 13.10b). Este campo gira a sólo la mitad de la velocidad del campo de 2 polos mostrado en la figura 13.9b. En breve veremos por qué sucede esto.

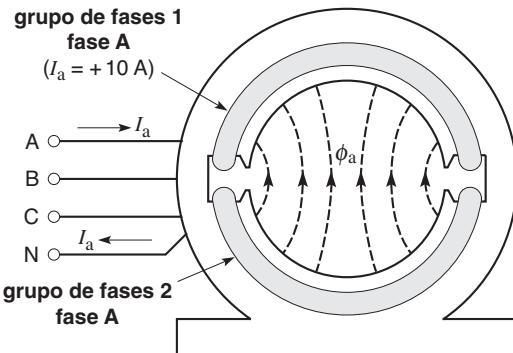


Figura 13.9a

El grupo de fases 1 se compone de una sola bobina alojada en dos ranuras. El grupo de fases 2 es idéntico al grupo de fases 1. Las dos bobinas están conectadas en serie. En la práctica, un grupo de fase en general se compone de dos o más bobinas escalonadas.

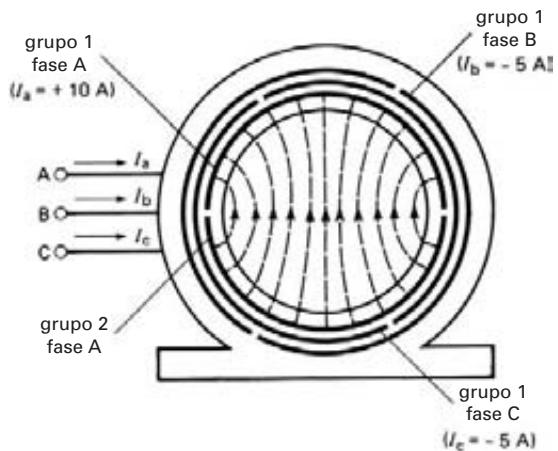
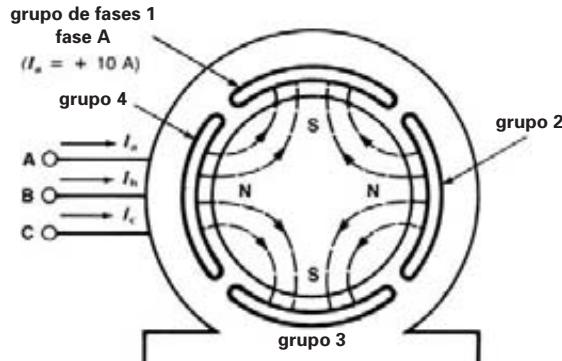
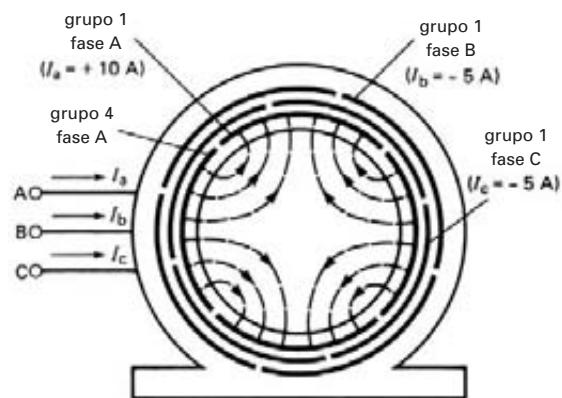


Figura 13.9b

Estotor de devanado de lazo, paso completo y dos polos y el campo magnético resultante cuando la corriente está en la fase A = +10 A e $I_b = I_c = -5$ A.

**Figura 13.10a**

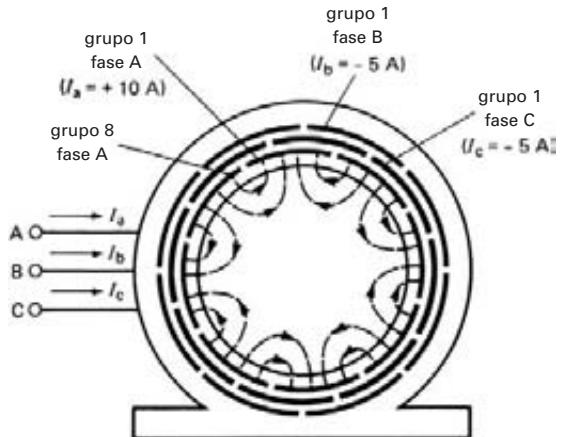
Los cuatro grupos de fases de la fase A producen un campo magnético de 4 polos.

**Figura 13.10b**

Estator de devanado de lazo, cuatro polos, paso completo y campo magnético resultante cuando $I_a = +10 \text{ A}$ e $I_b = I_c = -5 \text{ A}$.

Podemos incrementar el número de polos tanto como deseemos siempre que existan suficientes ranuras. De este modo, la figura 13.11 muestra un estator trifásico de 8 polos. Cada fase consta de 8 grupos y los grupos de todas las fases producen un campo rotatorio de 8 polos. Cuando se conectan a una fuente de 60 Hz, los polos giran, como los rayos de una rueda, a una velocidad síncrona de 900 r/min.

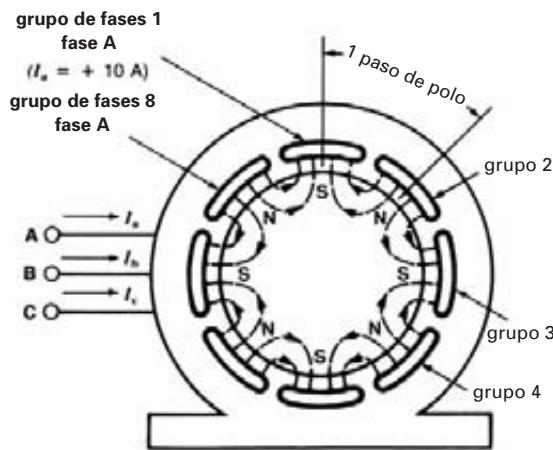
¿Cómo podemos decir cuál será la velocidad síncrona? Sin entrar en detalles sobre el flujo de corrien-

**Figura 13.11**

Estator de lazo devanado, paso completo, ocho polos y campo magnético resultante cuando $I_a = +10 \text{ A}$ e $I_b = I_c = -5 \text{ A}$.

te en las tres fases, concentremos nuestra atención en la fase A. En la figura 13.11 cada grupo de fases abarca un ángulo mecánico de $360/8 = 45^\circ$. Supongamos que la corriente en la fase A se encuentra a su valor positivo máximo. El flujo magnético se centra entonces en la fase A y los polos N-S están colocados como se muestra en la figura 13.12a. Medio ciclo después, la corriente en la fase A alcanzará su valor negativo máximo. El patrón de flujo será igual que antes, excepto que todos los polos N se habrán convertido en polos S y viceversa (Fig. 13.12b). Al comparar las dos figuras, está claro que todo el campo magnético se desplazó un ángulo de 45° , lo cual nos da la clave para determinar la velocidad de rotación. El flujo se mueve 45° , por lo que requiere 8 medios ciclos (= 4 ciclos) para realizar una vuelta completa. Por lo tanto, en un sistema de 60 Hz, el tiempo requerido para realizar una vuelta es $4 \times 1/60 = 1/15 \text{ s}$. Como resultado, el flujo gira a razón de 15 r/s o 900 r/min.

Así, la velocidad del campo rotatorio depende de la frecuencia de la fuente y del número de polos que tenga el estator. Utilizando el mismo razonamiento que antes, podemos comprobar que la velocidad síncrona está dada por la expresión

**Figura 13.12a**

Patrón del flujo cuando la corriente en la fase A está a su valor positivo máximo.

$$n_s = \frac{120f}{p} \quad (13.1)$$

donde

- n_s = velocidad síncrona [r/min]
- f = frecuencia de la fuente [Hz]
- p = número de polos

Esta ecuación muestra que la velocidad síncrona se incrementa con la frecuencia y disminuye con el número de polos.

Ejemplo 13-1

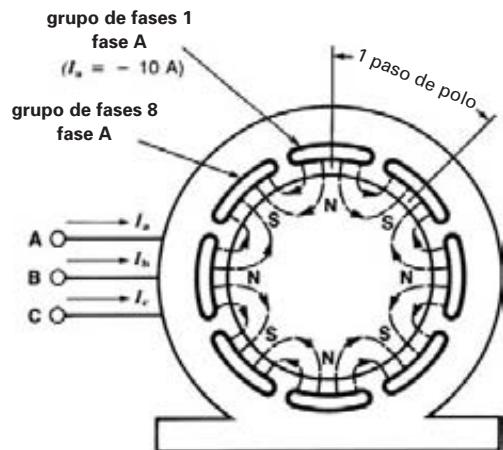
Calcule la velocidad síncrona de un motor de inducción trifásico de 20 polos cuando se conecta a una fuente de 50 Hz.

Solución

$$\begin{aligned} n_s &= 120f/p = 120 \times 50/20 \\ &= 300 \text{ r/min} \end{aligned}$$

13.6 Características de arranque de un motor de jaula de ardilla

Conectemos el estator de un motor de inducción a una fuente trifásica, con el rotor bloqueado. El flujo rota-

**Figura 13.12b**

Patrón del flujo cuando la corriente en la fase A está a su valor negativo máximo. El patrón es el mismo que en la figura 13.12a pero ha avanzado un paso de polo.

torio creado por el estator atraviesa las barras del rotor e induce un voltaje en ellas.

Este es un voltaje de ca porque cada conductor es atravesado, en rápida sucesión, por un polo N seguido por un polo S. La frecuencia del voltaje depende del número de polos N y S que pasan por un conductor por segundo; cuando el rotor está en reposo, siempre es igual a la frecuencia de la fuente.

Como los anillos extremos ponen en cortocircuito las barras del rotor, el voltaje inducido hace que fluya una gran corriente (por lo general de varios cientos de amperes por barra en máquinas de mediana potencia).

Los conductores que transportan corriente se encuentran en la trayectoria del flujo creado por el estator, así que todos experimentan una fuerte fuerza mecánica. Estas fuerzas tienden a arrastrar el rotor junto con el campo rotatorio.

En resumen:

1. Se establece un campo magnético rotatorio cuando se aplica un voltaje trifásico al estator de un motor de inducción.
2. El campo rotatorio induce un voltaje en las barras del rotor.
3. El voltaje inducido crea grandes corrientes que fluyen en las barras del rotor y en los anillos extremos.

4. Las barras del rotor que transportan corriente están dentro del campo magnético creado por el estator; por lo tanto, se ven sometidas a una gran fuerza mecánica.
5. La suma de las fuerzas mecánicas en todas las barras del rotor produce un par o momento de torsión que tiende a arrastrar el rotor en la misma dirección del campo rotatorio.

13.7 Aceleración del rotor-deslizamiento

En cuanto el rotor es liberado, rápidamente se acelera en la dirección del campo rotatorio. A medida que adquiere velocidad, la velocidad relativa del campo con respecto al rotor disminuye progresivamente. Esto hace que tanto el valor como la frecuencia del voltaje inducido disminuyan, debido a que las barras del rotor son atravesadas con menos rapidez. La corriente en el rotor, muy alta al principio, disminuye con rapidez conforme el motor adquiere velocidad.

La velocidad continuará disminuyendo, pero nunca alcanzará la del campo rotatorio. De hecho, si el rotor *girara* a la misma velocidad que el campo (velocidad síncrona en estator), el flujo ya no atravesaría las barras del rotor y el voltaje inducido y la corriente serían cero. En estas condiciones, la fuerza que actúa en las barras del rotor también sería cero y la fricción en los cojinetes y la fricción del aire desacelerarían de inmediato el rotor.

La velocidad del rotor siempre es un poco menor que la velocidad síncrona, de manera que produce una corriente en las barras del rotor suficientemente grande para superar el par o momento de torsión de frenado. Sin carga, la diferencia porcentual de la velocidad entre el rotor y el campo (llamada *deslizamiento*) es pequeña, por lo general de menos de 0.1% de la velocidad síncrona.

13.8 Motor bajo carga

Suponga que el motor está funcionando inicialmente sin carga. Si aplicamos una carga mecánica al eje, el motor comenzará a desacelerarse y el campo rotatorio pasará por las barras del rotor a tasas cada vez más altas. El voltaje inducido y la corriente resultante en las barras se incrementarán progresivamente y producirán un par o momento de torsión en el motor cada vez más grande. La pregunta es, ¿durante cuánto tiempo puede continuar esto? ¿Continuará reduciéndose la velocidad hasta que el motor se detenga?

No, el motor y la carga mecánica alcanzarán un estado de equilibrio cuando el par o momento de torsión

del motor sea exactamente igual al par o momento de torsión de la carga. Cuando se alcance este estado, la velocidad ya no disminuirá y el motor girará a velocidad constante. Es muy importante entender que un motor sólo gira a velocidad constante cuando su par o momento de torsión es exactamente igual al par o momento de torsión ejercido por la carga mecánica. En cuanto se altere este estado de equilibrio, la velocidad del motor comenzará a cambiar (sección 3.11).

Bajo cargas normales, los motores de inducción funcionan casi a la velocidad síncrona. Por lo tanto, a plena carga, el deslizamiento en motores grandes (de 1000 kW y más) rara vez supera el 0.5% de la velocidad síncrona, y en máquinas pequeñas (de 10 kW o menos), rara vez supera el 5%. Por eso se considera que los motores de inducción son máquinas de velocidad constante. Sin embargo, como en realidad nunca giran a la velocidad síncrona, en ocasiones reciben el nombre de máquinas *asíncronas*.

13.9 Deslizamiento y velocidad de deslizamiento

El deslizamiento s de un motor de inducción es la diferencia entre la velocidad síncrona y la velocidad del rotor, expresada como un porcentaje (o por unidad) de la velocidad síncrona. El deslizamiento por unidad está dado por la ecuación

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (13.2)$$

donde

s = deslizamiento

n_s = velocidad síncrona [r/min]

n = velocidad del rotor [r/min]

El deslizamiento es prácticamente cero sin carga y es igual a 1 (o 100%) cuando el rotor está bloqueado.

Ejemplo 13-2

Un motor de inducción de seis polos y 0.5 hp es excitado por una fuente trifásica de 60 Hz. Si la velocidad a plena carga es de 1140 r/min, calcule el deslizamiento.

Solución

La velocidad síncrona del motor es

$$\begin{aligned} n_s &= 120f/p = 120 \times 60/6 \\ &= 1200 \text{ r/min} \end{aligned} \quad (13.1)$$

La diferencia entre la velocidad síncrona del flujo rotatorio y la velocidad del rotor es la velocidad de deslizamiento:

$$n_s - n = 1200 - 1140 = 60 \text{ r/min}$$

El deslizamiento es

$$\begin{aligned}s &= (n_s - n)/n_s = 60/1200 \\ &= 0.05 \text{ o } 5\%\end{aligned}\quad (13.2)$$

13.10 Voltaje y frecuencia inducidos en el rotor

El voltaje y la frecuencia inducidos en el rotor dependen del deslizamiento. Están dados por las siguientes ecuaciones:

$$f_2 = sf \quad (13.3)$$

$$E_2 = sE_{oc} \text{ (aprox.)} \quad (13.4)$$

donde

f_2 = frecuencia de voltaje y corriente en el rotor [Hz]

f = frecuencia de la fuente conectada al estator [Hz]

s = deslizamiento

E_2 = voltaje inducido en el rotor con deslizamiento s

E_{oc} = voltaje de circuito abierto en el rotor cuando está en reposo [V]

En un motor de jaula, el voltaje de circuito abierto E_{oc} es el voltaje que sería *inducido* en las barras del rotor si éstas estuvieran desconectadas de los anillos extremos. En el caso de un motor de rotor devanado, el voltaje de circuito abierto es $1/\sqrt{3}$ veces el voltaje entre los anillos colectores con el circuito abierto.

Debemos mencionar que la ecuación 13.3 *siempre* es válida, pero la ecuación 13.4 es válida sólo si el flujo rotatorio (expresado en webers) permanece absolutamente constante. Sin embargo, entre cero y plena carga, el valor real de E_2 es sólo un poco menor que el valor dado por la ecuación.

Ejemplo 13-3

El motor de inducción con rotor devanado y 6 polos del ejemplo 13-2 es excitado por una fuente trifásica de 60 Hz. Calcule la frecuencia de la corriente en el rotor bajo las siguientes condiciones:

- En reposo.
- El motor girando a 500 r/min en la misma dirección que el campo rotatorio.

- El motor girando a 500 r/min en la dirección opuesta al campo rotatorio.
- El motor girando a 2000 r/min en la misma dirección que el campo rotatorio.

Solución

De acuerdo con el ejemplo 13-2, la velocidad síncrona del motor es de 1200 r/min.

- En reposo, la velocidad del motor es $n = 0$.

Por consiguiente, el deslizamiento es

$$s = (n_s - n)/n_s = (1200 - 0)/1200 = 1$$

La frecuencia del voltaje inducido (y de la corriente inducida) es

$$f_2 = sf = 1 \times 60 = 60 \text{ Hz}$$

- Cuando el motor gira en la misma dirección que el campo, la velocidad n del motor es positiva.

El deslizamiento es

$$\begin{aligned}s &= (n_s - n)/n_s = (1200 - 500)/1200 \\ &= 700/1200 = 0.583\end{aligned}$$

La frecuencia del voltaje inducido (y de la corriente en el rotor) es

$$f_2 = sf = 0.583 \times 60 = 35 \text{ Hz}$$

- Cuando el motor gira en la dirección opuesta al campo, la velocidad del motor es *negativa*; por lo tanto, $n = -500$. El deslizamiento es

$$\begin{aligned}s &= (n_s - n)/n_s \\ &= [1200 - (-500)]/1200 \\ &= (1200 + 500)/1200 = 1700/1200 \\ &= 1.417\end{aligned}$$

Un deslizamiento de más de 1 implica que el motor está operando como freno.

La frecuencia del voltaje inducido y de la corriente en el rotor es

$$f_2 = sf = 1.417 \times 60 = 85 \text{ Hz}$$

- La velocidad del motor es positiva porque el rotor gira en la misma dirección que el campo: $n = +2000$. El deslizamiento es

$$\begin{aligned}s &= (n_s - n)/n_s \\ &= (1200 - 2000)/1200 \\ &= -800/1200 = -0.667\end{aligned}$$

Un deslizamiento negativo implica que el motor está operando como generador.

La frecuencia del voltaje inducido y de la corriente en el rotor es

$$f_2 = sf = -0.667 \times 60 = -40 \text{ Hz}$$

Una frecuencia negativa significa que la secuencia de fase de los voltajes inducidos en los devanados del rotor está invertida. Por lo tanto, si la secuencia de fase de los voltajes del rotor es A-B-C cuando la frecuencia es positiva, la secuencia de fase es A-C-B cuando la frecuencia es negativa. En lo que concierne a un medidor de frecuencia, una frecuencia negativa da la misma lectura que una positiva. Por consiguiente, podemos decir que la frecuencia es simplemente de 40 Hz.

13.11 Características de los motores de inducción de jaula de ardilla

La tabla 13A da las propiedades típicas de motores de inducción de jaula de ardilla en el intervalo de potencia entre 1 y 20 000 kW. Observe que la corriente y el par o momento de torsión están expresados en valores por unidad. La corriente base es la corriente a plena carga y todas las demás corrientes se comparan con ella. Asimismo, el par o momento de torsión base es el par o momento de torsión a plena carga y todos los demás pares o momentos de torsión se comparan con él. Por último, la velocidad base es la velocidad síncrona del motor. Las siguientes explicaciones aclararán el significado de los valores dados en la tabla.

1. Motor sin carga. Cuando el motor funciona sin carga, la corriente en el estator queda entre 0.5 y 0.3 pu (de la corriente a plena carga). La corriente sin carga es similar a la corriente de excitación de un transformador. Por lo tanto, consta de un componente magnetizante que crea el flujo rotatorio Φ_m y un pequeño componente activo que suple las pérdidas por fricción en los cojinetes y por fricción del aire en el rotor más las pérdidas en el hierro del estator. El flujo Φ_m enlaza tanto el estator como el rotor; por consiguiente, es similar al flujo mutuo en un transformador (Fig. 13.13).

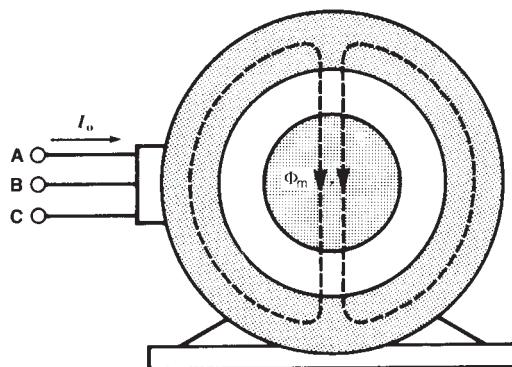
Se requiere una potencia reactiva considerable para crear el campo rotatorio, y para mantenerlo dentro de límites aceptables, el entrehierro se hace tan corto como lo permitan las tolerancias mecánicas. Por consiguiente, el factor de potencia sin carga es bajo; varía entre 0.2 (o 20%) para máquinas pequeñas y 0.05 para máquinas grandes. La eficiencia es cero porque la potencia de salida es cero.

2. Motor sometido a carga. Cuando el motor está sometido a carga, la corriente en el rotor produce una fmm que tiende a cambiar el flujo mutuo Φ_m . Éste produce un flujo de corriente opuesto en el estator. Las fmm opuestas del rotor y el estator son muy similares a las fmm del secundario y el primario de un transformador. Como resultado, se crean los flujos de dispersión Φ_{f1} y Φ_{f2} , además del flujo mutuo Φ_m (Fig. 13.14). La potencia reactiva total requerida para producir estos tres flujos es un poco mayor que cuando el motor funciona sin carga. Sin embargo, la potencia activa (kW) absorbida por el motor se incrementa en proporción casi directa a la carga mecánica. En con-

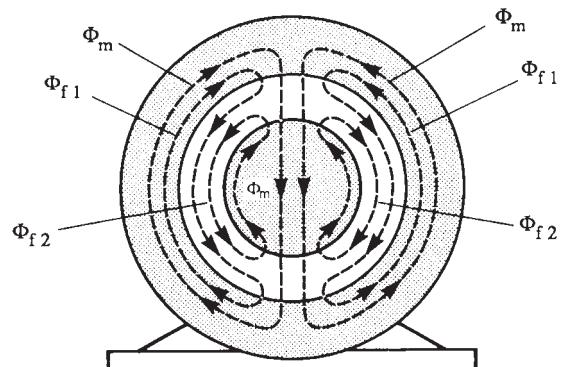
TABLA 13A CARACTERÍSTICAS TÍPICAS DE MOTORES DE INDUCCIÓN DE JAULA DE ARDILLA

Carga	Corriente (por unidad)	Par o momento de torsión (por unidad)		Deslizamiento (por unidad)		Eficiencia		Factor de potencia		
Tamaño del motor →	Pequeño*	Grande*	Pequeño	Grande	Pequeño	Grande	Pequeño	Grande	Pequeño	Grande
A plena carga	1	1	1	1	0.03	0.004	0.7 a 0.9	0.96 a 0.98	0.8 a 0.85	0.87 a 0.9
Sin carga	0.5	0.3	0	0	≈0	≈0	0	0	0.2	0.05
Rotor bloqueado	5 a 6	4 a 6	1.5 a 3	0.5 a 1	1	1	0	0	0.4	0.1

*Pequeño(a) significa menos de 11 kW (15 hp); grande más de 1120 kW (1500 hp) y hasta 25 000 hp.

**Figura 13.13**

Sin carga el flujo en el motor es principalmente el flujo mutuo Φ_m . Para crearlo, se requiere una potencia reactiva considerable.

**Figura 13.14**

A plena carga el flujo mutuo decrece, pero se crean flujos de dispersión en el estator y rotor. La potencia reactiva requerida es un poco más grande que en la figura 13.13.

secuencia, el factor de potencia del motor mejora de manera considerable conforme se incrementa la carga mecánica. A plena carga va de 0.80 para máquinas pequeñas a 0.90 para máquinas grandes. La eficiencia sin carga es particularmente alta; puede ser hasta de 98% para máquinas muy grandes.

3. Características con el rotor bloqueado. La corriente con el rotor bloqueado es 5 a 6 veces la corriente a plena carga, lo que hace que las pérdidas I^2R sean 25 a 36 veces mayores que lo normal. Por lo tanto, el rotor nunca debe mantenerse bloqueado más que unos cuantos segundos.

Aunque la potencia mecánica en reposo es cero, el motor desarrolla un fuerte momento de torsión. El factor de potencia es bajo porque se requiere una considerable potencia reactiva para producir el flujo de dispersión en los devanados del rotor y el estator. Estos flujos de dispersión son mucho más grandes que en un transformador porque los devanados del estator y el rotor no están completamente acoplados (vea la sección 10.2).

13.12 Estimación de las corrientes en un motor de inducción

La corriente a plena carga de un motor de inducción trifásico se calcula por medio de la siguiente ecuación aproximada:

$$I = 600 P_h/E \quad (13.5)$$

donde

I = corriente a plena carga [A]

P_h = potencia de salida [hp]

E = voltaje de línea nominal (V)

600 = constante empírica

Recordando que la corriente de arranque es de 5 a 6 pu y que la corriente sin carga se encuentra entre 0.5 y 0.3 pu, podemos estimar con facilidad el valor de estas corrientes para cualquier motor de inducción.

Ejemplo 13-4

- Calcule la corriente a plena carga aproximada, la corriente con el rotor bloqueado y la corriente sin carga de un motor de inducción trifásico de 500 hp y 2300 V.
- Estime la potencia aparente absorbida con el rotor bloqueado.
- Establezca la capacidad nominal de este motor, expresada en kilowatts.

Solución

- La corriente a plena carga es

$$\begin{aligned} I &= 600 P_h/E & (13.5) \\ &= 600 \times 500/2300 \\ &= 130 \text{ A (aprox.)} \end{aligned}$$

La corriente sin carga es

$$\begin{aligned} I_o &= 0.3I = 0.3 \times 130 \\ &= 39 \text{ A (aprox.)} \end{aligned}$$

La corriente de arranque es

$$\begin{aligned} I_{LR} &= 6I = 6 \times 130 \\ &= 780 \text{ A (aprox.)} \end{aligned}$$

b. La potencia aparente con el rotor bloqueado es

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{3} EI \\ &= \sqrt{3} \times 2300 \times 780 \\ &= 3100 \text{ kVA (aprox.)} \end{aligned} \quad (8.9)$$

c. Cuando la potencia de un motor se expresa en kilowatts, siempre se relaciona con la salida mecánica y *no* con la entrada eléctrica. Por consiguiente, la capacidad nominal de este motor expresada en unidades SI es,

$$\begin{aligned} P &= 500/1.34 \\ &= 373 \text{ kW (vea la tabla de conversión de potencia en el apéndice AX0)} \end{aligned}$$

13.13 Flujo de potencia activa

Los voltajes, corrientes y diagramas fasoriales nos permiten entender con detalle el comportamiento de

un motor de inducción. Sin embargo, es más fácil ver cómo se convierte la energía eléctrica en energía mecánica siguiendo la potencia activa conforme fluye a través de la máquina. Por lo tanto, de acuerdo con la figura 13.15, la potencia activa P_e fluye de la línea hacia el estator trifásico. A causa de las pérdidas en el cobre del estator, una parte de P_{js} se disipa en forma de calor en los devanados. Otra parte P_f se disipa como calor en el núcleo del estator, debido a las pérdidas en el hierro. La potencia activa restante P_r cruza el entrehierro y es transferida al rotor por inducción electromagnética.

Debido a las pérdidas I^2R en el rotor, una tercera parte de P_{jr} se disipa como calor y finalmente la parte restante queda disponible en forma de potencia mecánica P_m . Restando una cuarta parte P_v , que representa las pérdidas por fricción del aire y por fricción en los cojinetes, finalmente obtenemos P_L , la potencia mecánica disponible en el eje para impulsar la carga.

El diagrama de flujo de potencia de la figura 13.15 nos permite identificar y calcular tres propiedades importantes del motor de inducción: (1) su *eficiencia*, (2) su *potencia* y (3) su *par o momento de torsión*.

1. Eficiencia. Por definición, la eficiencia de un motor es la relación de la potencia de salida a la potencia de entrada:

$$\text{eficiencia } (\eta) = P_L/P_e \quad (13.6)$$

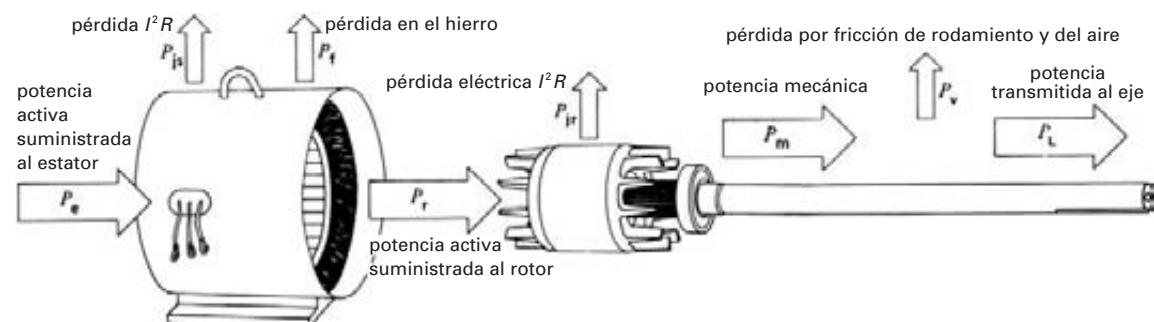


Figura 13.15
Flujo de potencia activa en un motor de inducción trifásico.

2. Pérdidas I^2R en el rotor. Se puede demostrar* que la pérdidas $I^2R P_{jr}$ en el rotor están relacionadas con la potencia de entrada P_r al rotor por la ecuación

$$P_{jr} = sP_r \quad (13.7)$$

donde

P_{jr} = pérdidas I^2R en el rotor [W]

s = deslizamiento

P_r = potencia transmitida al rotor [W]

La ecuación 13.7 muestra que conforme se incrementa el deslizamiento, las pérdidas I^2R en el rotor consumen una proporción cada vez más grande de la potencia P_r transmitida a través del entrehierro hacia el rotor. Un rotor que gira a la mitad de la velocidad síncrona ($s = 0.5$) disipa en forma de calor 50 por ciento de la potencia activa que recibe. Cuando el rotor está bloqueado ($s = 1$), toda la potencia transmitida al rotor se disipa como calor.

3. Potencia mecánica. La potencia mecánica P_m desarrollada por el motor es igual a la potencia transmitida al rotor menos sus pérdidas I^2R . Por lo tanto,

$$\begin{aligned} P_m &= P_r - P_{jr} \\ &= P_r - sP_r \end{aligned} \quad (13.7)$$

de ahí que

$$P_m = (1 - s)P_r$$

La potencia mecánica real disponible para impulsar la carga es un poco menor que P_m , debido a la potencia requerida para superar las pérdidas por fricción del aire y por fricción en los cojinetes. En la mayoría de los cálculos podemos omitir esta pequeña pérdida.

$$* \begin{bmatrix} \text{salida de} \\ \text{potencia mecánica} \\ \text{del rotor} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{potencia electro-} \\ \text{magnética transmitida} \\ \text{al rotor} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \text{pérdidas} \\ \text{eléctricas} \\ \text{en el rotor} \end{bmatrix}$$

$$P_m = P_r - P_{jr} \quad (i)$$

pero de acuerdo con la ecuación 3.5

$$P_m = \frac{\text{velocidad del rotor} \times \text{momento de torsión mecánico}}{9.55} \quad (ii)$$

Por consiguiente,

$$P_m = \frac{nT_m}{9.55} \quad (ii)$$

Asimismo, de acuerdo con la ecuación 3.5, podemos escribir

4. Par o momento de torsión del motor. El par o momento de torsión T_m desarrollado por el motor a cualquier velocidad está dado por

$$\begin{aligned} T_m &= \frac{9.55 P_m}{n} \\ &= \frac{9.55(1 - s) P_r}{n_s(1 - s)} = 9.55 P_r / n_s \end{aligned} \quad (3.5)$$

por consiguiente,

$$T_m = 9.55 P_r / n_s \quad (13.9)$$

donde

T_m = par o momento de torsión desarrollado por el motor a *cualquier* velocidad [N·m]

P_r = potencia transmitida al rotor [W]

n_s = velocidad síncrona [r/min]

9.55 = multiplicador para hacer ajuste de unidades [valor exacto: $60/2\pi$]

El par o momento de torsión real T_L disponible en el eje es un poco menor que T_m , debido al par o momento de torsión requerido para superar las pérdidas por fricción del aire y por fricción en los cojinetes. Sin embargo, en la mayoría de los cálculos podemos omitir esta pequeña diferencia.

La ecuación 13.9 muestra que el momento de torsión es directamente proporcional a la potencia activa transmitida al rotor. Así pues, para desarrollar un alto par o momento de torsión con el rotor bloqueado, el motor debe absorber una gran cantidad de potencia activa. Ésta se disipa en forma de calor, por lo que la temperatura del rotor se eleva con mucha rapidez.

Ejemplo 13-5

Un motor de inducción trifásico cuya velocidad síncrona es de 1200 r/min absorbe 80 kW de una línea tri-

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{\text{velocidad del flujo} \times \text{momento de torsión electromagnético}}{9.55} \\ P_r &= \frac{n_s T_{mag}}{9.55} \end{aligned} \quad (iii)$$

pero el momento de torsión mecánico T_m debe ser igual al momento de torsión electromagnético T_{mag} .

Por lo tanto

$$T_m = T_{mag} \quad (iv)$$

Sustituyendo (ii), (iii) y (iv) en (i), encontramos

$$P_{jr} = sP_r$$

fásica. Las pérdidas en el cobre y en el hierro del estator son de 5 kW. Si el motor funciona a 1152 r/min, calcule lo siguiente:

- La potencia activa transmitida al rotor.
- Las pérdidas I^2R en el rotor.
- La potencia mecánica desarrollada.
- La potencia mecánica suministrada a la carga, sabiendo que las pérdidas por fricción del aire y por fricción en los cojinetes son iguales a 2 kW.
- La eficiencia del motor.

Solución

- La potencia activa transmitida al rotor es

$$\begin{aligned} P_m &= P_r - P_f \\ &= 80 - 5 = 75 \text{ kW} \end{aligned}$$

- El deslizamiento es

$$\begin{aligned} s &= (n_s - n)/n_s \\ &= (1200 - 1152)/1200 \\ &= 48/1200 = 0.04 \end{aligned}$$

Las pérdidas I^2R en el rotor son

$$P_{jr} = sP_r = 0.04 \times 75 = 3 \text{ kW}$$

- La potencia mecánica desarrollada es

$$\begin{aligned} P_m &= P_r - \text{pérdidas } I^2R \text{ en el rotor} \\ &= 75 - 3 = 72 \text{ kW} \end{aligned}$$

- La potencia mecánica P_L suministrada a la carga es un poco menor que P_m debido a las pérdidas por fricción del aire y por rodamiento.

$$P_L = P_m - P_v = 72 - 2 = 70 \text{ kW}$$

- La eficiencia es

$$\begin{aligned} \eta &= P_L/P_e = 70/80 \\ &= 0.875 \text{ o } 87.5\% \end{aligned}$$

Ejemplo 13-6

Un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla y 8 polos, conectado a una línea de 60 Hz, posee una velocidad síncrona de 900 r/min. El motor absorbe 40 kW y las pérdidas en el cobre y en el hierro del estator son de 5 kW y 1 kW, respectivamente. Calcule el par o momento de torsión desarrollado por el motor.

Solución

La potencia transmitida a través del entrehierro del rotor es

$$\begin{aligned} P_r &= P_e - P_{js} - P_f \\ &= 40 - 5 - 1 = 34 \text{ kW} \\ T_m &= 9.55 P_r/n_s \quad (13.9) \\ &= 9.55 \times 34000/900 \\ &= 361 \text{ N}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

Observe que la solución de este problema (el momento de torsión) es independiente de la velocidad de rotación. El motor podría estar en reposo o funcionando a toda velocidad, pero en tanto la potencia P_r transmitida al rotor sea igual a 34 kW, el motor desarrolla un momento de torsión de 361 N·m.

Ejemplo 13-7

Un motor de inducción trifásico que tiene una capacidad nominal de 100 hp (~ 75 kW) y una velocidad síncrona de 1800 r/min está conectado a una fuente de 600 V (Fig. 13.16a). El método de los dos vatímetros

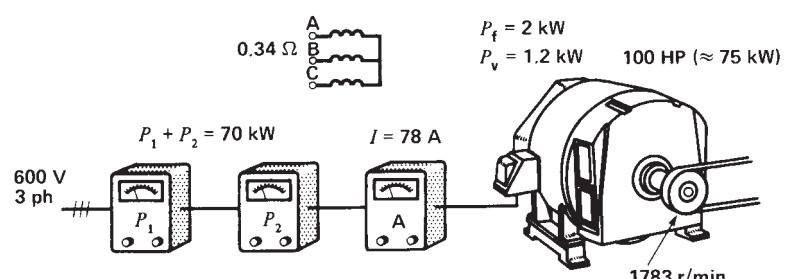


Figura 13.16a

Véase el ejemplo 13-7.

muestra un consumo total de potencia de 70 kW y un amperímetro indica una corriente de línea de 78 A. Mediante mediciones precisas se obtiene que la velocidad del rotor es de 1763 r/min. Además, se conocen las siguientes características del motor:

las pérdidas en el hierro del estator son $P_f = 2 \text{ kW}$
 las pérdidas por fricción y rozamiento del aire son $P_v = 1.2 \text{ kW}$
 resistencia entre las dos terminales del estator = 0.34Ω

Calcule

- La potencia suministrada al rotor.
- Las pérdidas I^2R en el rotor.
- La potencia mecánica suministrada a la carga, en caballos de fuerza.
- La eficiencia.
- El par o momento de torsión desarrollado a 1763 r/min.

Solución

- La potencia suministrada al estator es

$$P_e = 70 \text{ kW}$$

La resistencia del estator por fase (suponiendo una conexión en Y) es

$$R = 0.34/2 = 0.17 \Omega$$

Las pérdidas I^2R son

$$\begin{aligned} P_{js} &= 3 I^2 R = 3 \times (78)^2 \times 0.17 \\ &= 3.1 \text{ kW} \end{aligned}$$

Pérdidas en el hierro $P_f = 2 \text{ kW}$

La potencia suministrada al rotor es

$$\begin{aligned} P_r &= P_e - P_{js} - P_f \\ &= (70 - 3.1 - 2) = 64.9 \text{ kW} \end{aligned}$$

- El deslizamiento es

$$\begin{aligned} s &= (n_s - n)/n_s \\ &= (1800 - 1763)/1800 \\ &= 0.0205 \end{aligned}$$

Pérdidas I^2R en el rotor

$$P_{jr} = sP_r = 0.0205 \times 64.9 = 1.33 \text{ kW}$$

- La potencia mecánica desarrollada es

$$P_m = P_r - P_{jr} = 64.9 - 1.33 = 63.5 \text{ kW}$$

La potencia mecánica P_L suministrada a la carga es

$$\begin{aligned} P_L &= 63.5 - P_v = 63.5 - 1.2 \\ &= 62.3 \text{ kW} = 62.3 \times 1.34 \text{ (hp)} \\ &= 83.5 \text{ hp} \end{aligned}$$

- La eficiencia del motor es

$$\eta = P_L/P_e = 62.3/70 = 0.89 \text{ u } 89\%$$

- El par o momento de torsión a 1763 r/min es

$$\begin{aligned} T &= 9.55 P_r/n_s = 9.55 \times 64.900/1800 \\ &= 344 \text{ N}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

Los cálculos anteriores se resumen en la figura 13.16b.

13.14 Par o momento de torsión contra curva de velocidad

El par o momento de torsión desarrollado por un motor depende de su velocidad, pero la relación entre los dos no se puede expresar mediante una simple ecuación. Por consiguiente, es preferible mostrar la relación en forma de una curva. La figura 13.17 muestra la curva de momento de torsión-velocidad de un motor de inducción trifásico convencional cuyo momento de torsión nominal a plena carga es T . El momento

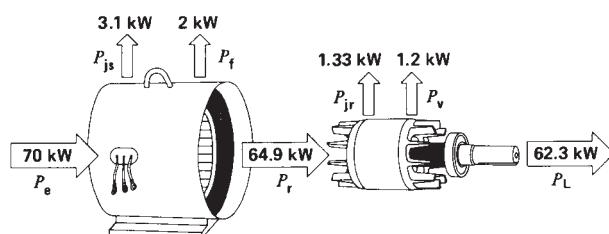


Figura 13.16b
Flujo de potencia en el ejemplo 13-7.

de torsión de arranque es $1.5T$ y el momento de torsión es $2.5 T$. El momento de torsión de aceleración es el momento de torsión mínimo desarrollado por el motor mientras está acelerando desde el reposo hasta el momento de torsión máximo.

A plena carga el motor funciona a una velocidad n . Si la carga mecánica se incrementa un poco, la velocidad se reducirá hasta que el momento de torsión del motor sea igual al momento de torsión de la carga. En cuanto los dos momentos de torsión estén en equilibrio, el motor girará a una velocidad constante pero un poco más baja. Sin embargo, si el momento de torsión de la carga excede los $2.5 T$ (el momento de torsión máximo), el motor se detendrá de inmediato.

Los motores pequeños (15 hp o menos) desarrollan su par o momento de torsión máximo a una velocidad n_d de aproximadamente 80% de la velocidad síncrona. Los motores grandes (1500 hp y más) alcanzan su momento de torsión máximo a aproximadamente 98% de su velocidad síncrona.

13.15 Efecto de la resistencia del rotor

La resistencia de un rotor de jaula de ardilla es básicamente constante desde que está sin carga hasta que está a plena carga, excepto que se incrementa con la temperatura. Por lo tanto, la resistencia se incrementa conforme se va incrementando la carga porque la temperatura se eleva.

Al diseñar un motor de jaula de ardilla, la resistencia del rotor se puede ajustar dentro de un amplio ran-

go mediante barras y anillos extremos de cobre, aluminio y otros metales en el rotor. Semejante cambio de resistencia afecta sobremanera la curva de momento de torsión-velocidad. La única característica que no cambia es el momento de torsión máximo. El ejemplo siguiente ilustra los cambios que ocurren.

La figura 13.18a muestra la curva de momento de torsión-velocidad de un motor de 10 kW (13.4 hp), 50 Hz, 380 V que tiene una velocidad síncrona de 1000 r/min y un momento de torsión a plena carga de 100 N·m (~ 73.7 ft·lbf). La corriente a plena carga es de 20 A y la corriente con el rotor bloqueado es de 100 A. El rotor tiene una resistencia arbitraria R .

Incrementemos la resistencia del rotor en un factor de 2.5. Esto se logra utilizando un material de resistividad más alta, como bronce, para las barras y anillos extremos del rotor. La nueva curva de momento de torsión-velocidad se muestra en la figura 13.18b. En ésta se aprecia que el momento de torsión de arranque se duplica y que la corriente con el rotor bloqueado disminuye de 100 a 90 A. El motor desarrolla su par o momento de torsión máximo a una velocidad n_d de 500 r/min, comparada con la velocidad de ruptura original de 800 r/min.

Si duplicamos nuevamente la resistencia del rotor para que sea de $5 R$, el momento de torsión con el rotor bloqueado alcanza su valor máximo de 250 N·m con una corriente correspondiente de 70 A (Fig. 13.18c).

Un incremento mayor de la resistencia del rotor disminuye tanto el momento de torsión como la corriente con el rotor bloqueado. Por ejemplo, si la resistencia del rotor se incrementa 25 veces ($25 R$), la corriente con el rotor bloqueado disminuye a 20 A, pero

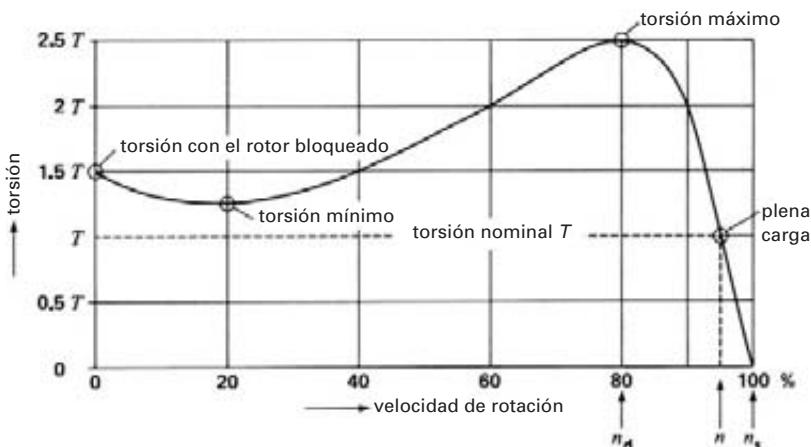
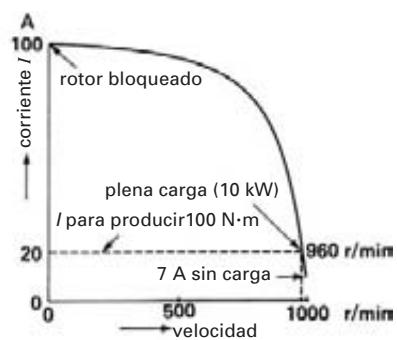
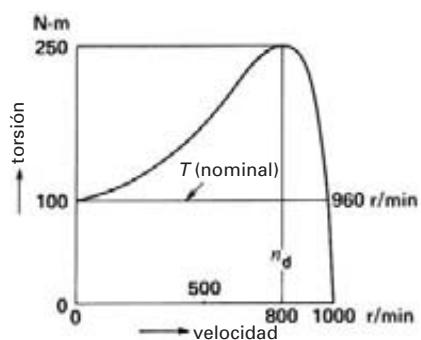


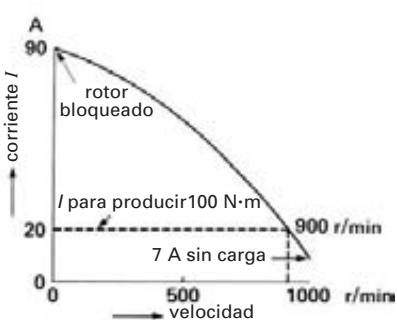
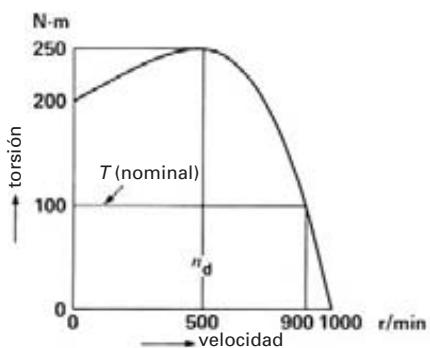
Figura 13.17

Curva de par o momento de torsión-velocidad típica de un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla.

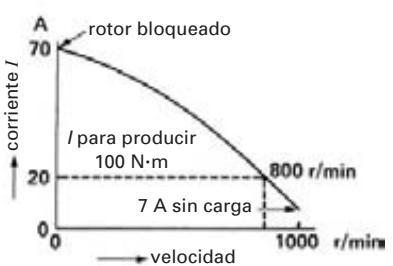
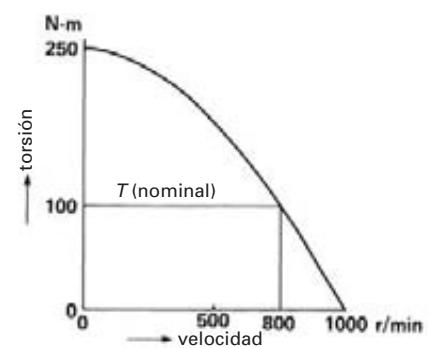
(a)
resistencia del rotor normal = R



(b)
resistencia del rotor = $2.5 R$



(c)
resistencia del rotor = $5 R$



(d)
resistencia del rotor = $25 R$

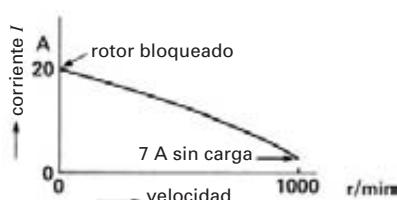
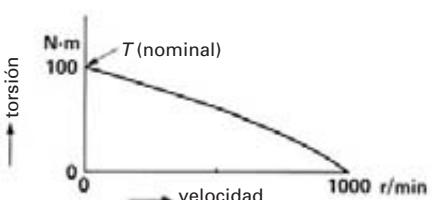


Figura 13.18
La resistencia del rotor afecta las características del motor.

el motor desarrolla el mismo momento de torsión de arranque ($100 \text{ N}\cdot\text{m}$) que antes cuando la corriente con el rotor bloqueado era de 100 A (Fig. 13.18d).

En suma, es deseable una alta resistencia del rotor porque produce un alto momento de torsión de arranque y una corriente de arranque relativamente baja (Fig. 13.18c). Desafortunadamente, también produce una rápida disminución de la velocidad cuando se incrementa la carga. Además, como el deslizamiento con el momento de torsión nominal es alto, las pérdidas I^2R en el motor son altas. Por lo tanto, la eficiencia es baja y el motor tiende a sobrecalentarse.

En condiciones de funcionamiento es preferible tener una baja resistencia en el rotor (Fig. 13.18a). La velocidad disminuye mucho menos al incrementarse la carga, y el deslizamiento al momento de torsión nominal es pequeño. Por consiguiente, la eficiencia es alta y el motor tiende a funcionar frío.

Podemos obtener tanto una alta resistencia de arranque como una baja resistencia de funcionamiento diseñando las barras del rotor de una manera especial (vea la figura 14.5, capítulo 14). Sin embargo, si se tiene que variar la resistencia del rotor dentro de un amplio rango, podría ser necesario utilizar un motor de inducción de rotor devanado. Un motor de este tipo nos permite variar la resistencia del rotor a voluntad por medio de un reóstato interno.

13.16 Motor de rotor devanado

En la sección 13.1 vimos la diferencia básica entre un motor de jaula de ardilla y un motor de rotor devanado. Aunque un motor de rotor devanado cuesta más que uno de jaula de ardilla, ofrece las siguientes ventajas:

1. La corriente con el rotor bloqueado se puede reducir drásticamente insertando tres resistores externos en serie con el rotor. No obstante, el par o momento de torsión con el rotor bloqueado seguirá siendo alto, e incluso más alto que el de un motor de jaula de ardilla de potencia equivalente.
2. Podemos variar la velocidad variando los resistores externos del rotor.
3. El motor es ideal para acelerar cargas de alta inercia, las cuales requieren mucho tiempo para adquirir velocidad.

La figura 13.19 es un diagrama del circuito utilizado para arrancar un motor de rotor devanado. Los devanados del rotor están conectados a tres resistores externos conectados en Y por medio de un juego de anillos colectores y escobillas. En condiciones de rotor bloqueado (LR, por sus siglas en inglés), los resistores variables se ajustan a su valor más alto. Conforme el motor se acelera, la resistencia se reduce gradualmente hasta que se alcanza la velocidad de plena carga, momento en el cual se ponen en cortocircuito las escobillas. Seleccionando apropiadamente los valores de resistencia, podemos producir un momento de torsión de alta aceleración con una corriente en el estator que nunca excede el doble de la corriente a plena carga.

Para arrancar motores grandes a menudo se utilizan reóstatos líquidos porque son fáciles de controlar y tienen una gran capacidad térmica. Un reóstato líquido se compone de tres electrodos sumergidos en un electrolito apropiado. Para variar su resistencia, simplemente se hace variar el nivel del electrolito que rodea los electrodos. La gran capacidad térmica del

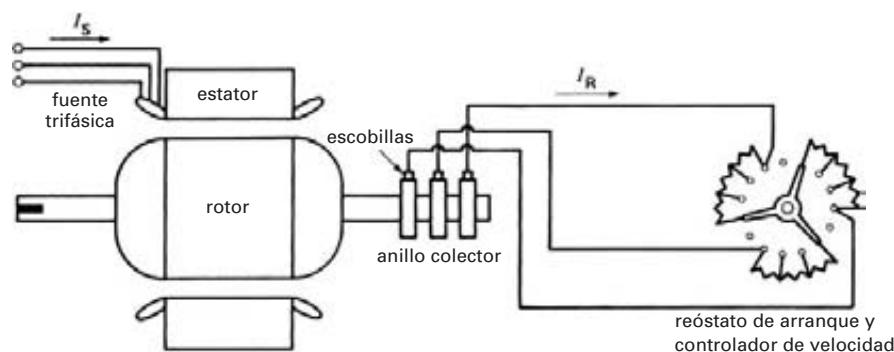


Figura 13.19

Resistores externos conectados a los tres anillos colectores de un motor de inducción de rotor devanado.

electrolito limita la elevación de la temperatura. Por ejemplo, en una aplicación se utiliza un reóstato líquido junto con un motor de rotor devanado de 1260 kW para acelerar una gran máquina síncrona.

También podemos regular la velocidad de un motor de rotor devanado variando la resistencia del reóstato. A medida que incrementemos la resistencia, la velocidad se reducirá. Este método de control de la velocidad tiene la desventaja de que se disipa una gran cantidad de calor en los resistores; por lo tanto, la eficiencia es baja. Además, con un ajuste dado del reóstato, la velocidad varía considerablemente si la carga mecánica varía.

La capacidad de potencia de un motor de rotor devanado autoenfriado depende de la velocidad a la cual opera. Por lo tanto, con la misma elevación de la temperatura, un motor que puede desarrollar 100 kW a 1800 r/min suministrará sólo unos 40 kW a 900 r/min. Sin embargo, si el motor es enfriado con un ventilador aparte, puede suministrar 50 kW a 900 r/min.

13.17 Devanados trifásicos

En 1883, un científico yugoslavo de 27 años, llamado Nikola Tesla, inventó el motor de inducción trifásico. Su primer modelo tenía un devanado de estator de polos salientes similar al mostrado en la figura 13.6. Desde entonces el diseño de los motores de inducción ha evolucionado considerablemente; las máquinas modernas se construyen con *devanados imbricados* o de lazo distribuidos en ranuras alrededor del estator.

Un devanado imbricado consiste en un juego de grupos de fase distribuidos uniformemente alrededor de la circunferencia del estator. El número de grupos está dado por la ecuación

$$\text{grupos} = \text{polos} \times \text{fases}$$

Así pues, un estator trifásico de 4 polos requiere $4 \times 3 = 12$ grupos de fase. Como un grupo debe tener por lo menos una bobina, se deduce que el número mínimo de bobinas es igual al número de grupos. Por consiguiente, un estator trifásico de 4 polos debe tener por lo menos 12 bobinas. Además, en un devanado imbricado el estator tiene el mismo número de ranuras que de bobinas. En consecuencia, un estator trifásico de 4 polos debe tener por lo menos 12 ranuras. No obstante, los diseñadores de motores descubrieron que es preferible utilizar dos, tres o más bobinas por grupo en lugar de una. El número de bobinas y ranuras se incre-

menta proporcionalmente. Por ejemplo, un estator trifásico de 4 polos que tiene 5 bobinas por grupo debe tener un total de $(4 \times 3 \times 5) = 60$ bobinas, alojadas en 60 ranuras. Las bobinas de cada grupo están conectadas en serie y están escalonadas a intervalos de una ranura (Fig. 13.20). Las bobinas son idénticas y pueden poseer una o más vueltas. El ancho de cada bobina se conoce como *paso de bobina*.

Obviamente, resulta más costoso construir este devanado *distribuido* que un devanado concentrado que tiene sólo una bobina por grupo. Sin embargo, mejora el momento de torsión de arranque y reduce el ruido en condiciones de funcionamiento.

Cuando los devanados del estator son excitados por una fuente trifásica, se produce un campo rotatorio multipolar. La distancia entre polos adyacentes se llama *paso de polo*. Es igual a la circunferencia interna del estator dividida entre el número de polos. Por ejemplo, un estator de 12 polos que tiene una circunferencia de 600 mm tiene un paso de polo de $600/12$ o 50 mm.

En la práctica, el paso de bobina es entre 80% y 100% del paso de polo. El paso de bobina casi siempre se hace menor que el paso de polo para ahorrar cobre y mejorar la distribución del flujo en el entrehierro. El ancho de bobina más corto reduce el costo y peso de los devanados, mientras que la mayor distribución de flujo sinusoidal mejora el momento de torsión durante el arranque y con frecuencia produce una máquina más silenciosa. En el caso de máquinas de dos polos, el paso más corto también facilita la inserción de las bobinas en las ranuras.

Para obtener una visión global de un devanado de lazo, supongamos que un estator de 24 ranuras se coloca plano como se muestra en la figura 13.21a. Las

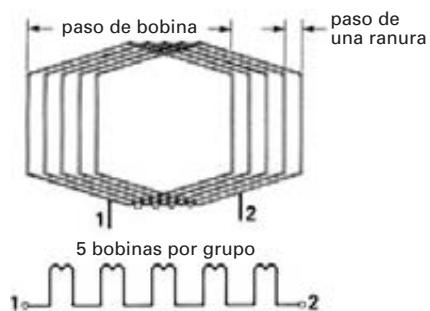


Figura 13.20

Las cinco bobinas están conectadas en serie para crear un grupo de fases.

bobinas se mantienen verticales, con uno de sus lados en cada ranura. Si ahora colocamos los devanados de modo que todos los demás lados de las bobinas queden en las ranuras, obtenemos la apariencia clásica de un devanado imbricado trifásico que tiene dos lados de bobina por ranura (Fig. 13.21b). Las bobinas están conectadas entre sí para crear tres devanados idénticos, uno por cada fase. Cada devanado consiste en un número de grupos igual al número de polos. Los grupos de cada fase están distribuidos simétricamente alrededor de la circunferencia del estator. Los ejemplos siguientes muestran cómo se hace esto.

Ejemplo 13-8

El estator de un motor de inducción trifásico de 10 polos posee 120 ranuras. Si se utiliza un devanado imbricado, calcule lo siguiente:

- El número total de bobinas.
- El número de bobinas por fase.
- El número de bobinas por grupo.
- El paso de polo.
- El paso de bobina (expresado como un porcentaje del paso de polo), si el ancho de bobina abarca de la ranura 1 a la 11.

Solución

- Un estator de 120 ranuras requiere 120 bobinas.
- Bobinas por fase = $120 \div 3 = 40$.

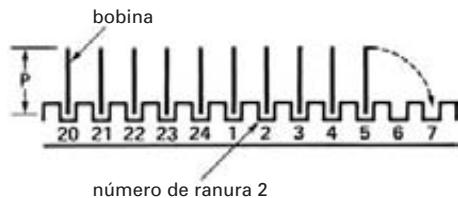


Figura 13.21a

Bobinas verticales en 24 ranuras del estator.

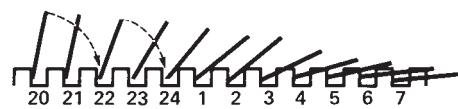


Figura 13.21b

Bobinas colocadas para formar un devanado imbricado típico.

- Número de grupos por fase = número de polos = 10

$$\text{Bobinas por grupo} = 40 \div 10 = 4.$$

- El paso de polo corresponde a

$$\begin{aligned}\text{paso de polo} &= \text{ranuras/polos} = 120/10 \\ &= 12 \text{ ranuras}\end{aligned}$$

Por lo tanto, un paso de polo se extiende de la ranura 1 (por ejemplo) a la 13.

- El paso de bobina abarca 10 ranuras (de la 1 a la 11). El paso de bobina en porcentaje = $10/12 = 83.3\%$.

El ejemplo siguiente muestra con más detalle cómo están interconectadas las bobinas en un devanado de estator trifásico típico.

Ejemplo 13-9

Se tiene que devanar un estator de 24 ranuras con un devanado trifásico de cuatro polos. Determine lo siguiente:

- Las conexiones entre las bobinas.
- Las conexiones entre las fases.

Solución

El devanado trifásico tiene 24 bobinas. Suponga que están en posición vertical, con un lado en cada ranura (Fig. 13.22). Primero determinaremos la distribución de las bobinas para la fase A y luego proseguiremos con las conexiones de esa fase. Entonces haremos conexiones similares para las fases B y C. He aquí la línea de razonamiento:

- El campo rotatorio crea 4 polos; por lo tanto, el motor tiene 4 grupos por fase, o $4 \times 3 = 12$ grupos de fases en total. Cada rectángulo de la figura 13.22a representa un grupo. Como el estator contiene 24 bobinas, cada grupo consta de $24/12 = 2$ bobinas consecutivas.
- Los grupos (polos) de cada fase deben estar espaciados uniformemente alrededor del estator. La distribución de los grupos para la fase A se muestra en la figura 13.22b. Cada rectángulo sombreado representa dos bobinas verticales conectadas en serie, produciendo así las dos terminales mostradas. Observe que la distancia mecánica entre dos grupos sucesivos siempre corresponde a un ángulo de fase eléctrico de 180° .
- Los grupos sucesivos de la fase A deben tener polaridades magnéticas opuestas. Por consiguiente,

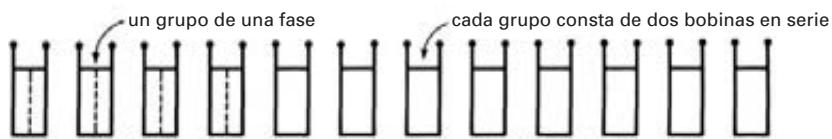


Figura 13.22a

Las 24 bobinas están agrupadas de dos en dos para formar 12 grupos.

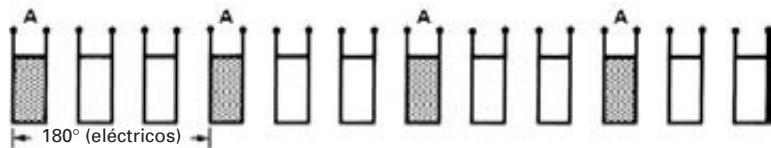


Figura 13.22b

Los cuatro grupos de la fase A se seleccionan de modo que estén uniformemente separados entre sí.

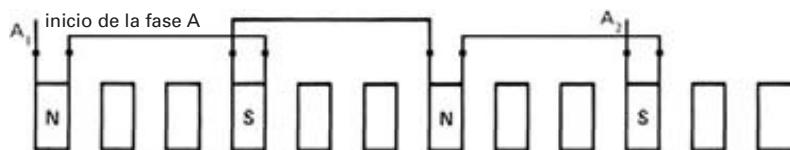


Figura 13.22c

Los grupos de la fase A están conectados en serie para crear polos N-S alternos.

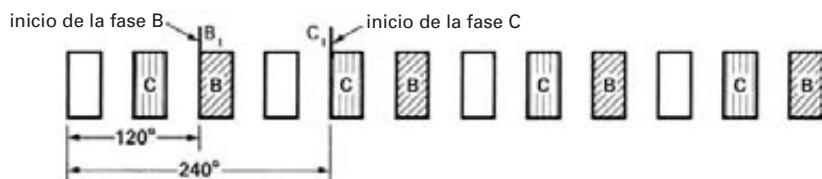


Figura 13.22d

El arranque de las fases B y C comienza 120° y 240°, respectivamente, después del arranque de la fase A.

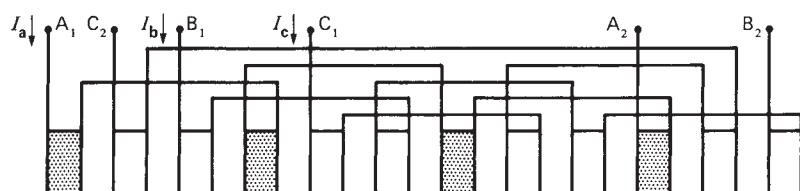
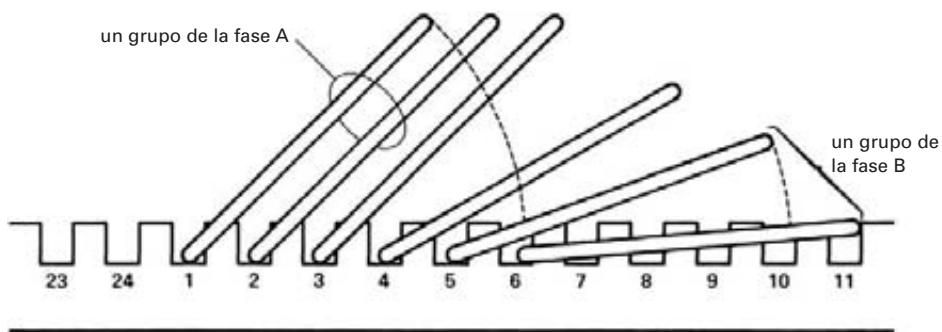


Figura 13.22e

Cuando todos los grupos de fases están conectados, sólo quedan seis conductores.

**Figura 13.22f**

La fase se puede conectar en Y o en delta, y tres conductores se conectan a la caja de terminales.

**Figura 13.23**

El paso de polo va de la ranura 1 a la 7; el paso de bobina va de la ranura 1 a la 6.

los cuatro grupos de la fase A están conectados en serie para producir polos N-S-N-S sucesivos (Fig. 13.22c). Ahora la fase A tiene dos terminales, una terminal de *arranque* A_1 y una terminal de *finalización* A_2 .

- d. Los grupos de las fases B y C están distribuidos de la misma manera alrededor del estator. Sin embargo, las terminales de *arranque* B_1 y C_1 están localizadas respectivamente a 120° y 240° (eléctricos) con respecto a la terminal de arranque A_1 de la fase A (Fig. 13.22d).
- e. Los grupos de las fases B y C están conectados en serie de la misma manera que los de la fase A (Fig. 13.22e). Esto produce seis terminales, A_1A_2 , B_1B_2 y C_1C_2 , que pueden conectarse en Y o en delta en el interior de la máquina. Los 3 conductores resultantes que corresponden a las tres fases se conectan a la caja de terminales de la máquina (Fig. 13.22f). En la práctica, las conexiones no se hacen mientras las bobinas están verticales (como se muestra) sino sólo después de que han sido colocadas en las ranuras.
- f. Como el paso de polo corresponde a un espacio de $24/4 = 6$ ranuras, el paso de bobina se puede

reducir a 5 ranuras (de la 1 a la 6). Por lo tanto, la primera bobina de la fase A está alojada en la primera y sexta ranuras (Fig. 13.23). Las demás bobinas y conexiones siguen el ejemplo de acuerdo con la figura 13.22e.

Las figuras 13.24a y 13.24b muestran la bobina y el estator de un motor de inducción de 450 kW (600 hp). La figura 13.25 ilustra el procedimiento utilizado para devanar un estator más pequeño de 37.5 kW (50 hp).

13.18 Motor seccionado

Considere un motor trifásico de 4 polos estándar conectado en Y, cuya velocidad síncrona es de 1800 r/min. Cortemos el estator a la mitad, de modo que eliminemos la mitad del devanado y sólo queden dos polos N y S completos (por fase). A continuación, conectemos las tres fases en Y, sin realizar ningún otro cambio a las conexiones de bobina existentes. Por último, conectemos el rotor original sobre este *estator seccionado* y dejemos un pequeño entrehierro (Fig. 13.26).

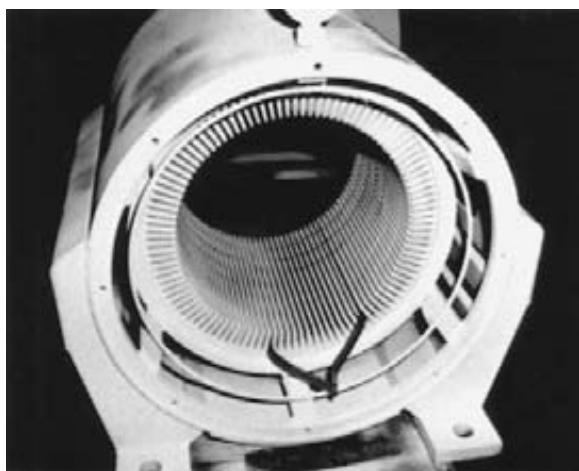


Figura 13.24a

Estator de un motor de inducción trifásico de 450 kW, 1180 r/min, 575 V y 60 Hz. El devanado imbricado se compone de 108 bobinas preformadas que tienen un paso de las ranuras 1 a la 15. Un lado de la bobina queda en la parte inferior de una ranura y el otro en la parte superior. Diámetro del rotor: 500 mm; longitud axial: 460 mm.

(Cortesía de Services Électromécaniques Roberge)

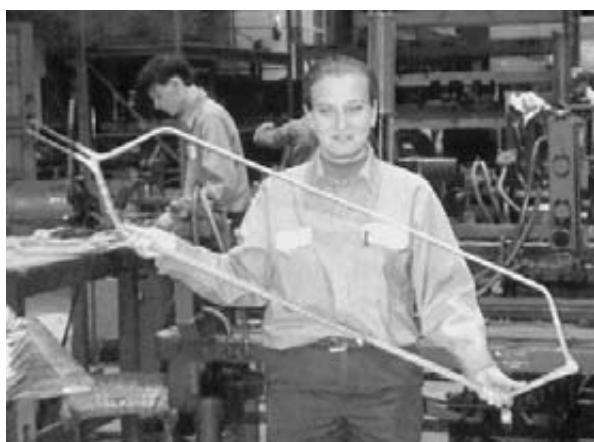


Figura 13.24b

Toma de cerca de la bobina preformada de la figura 13.24a.

Si conectamos las terminales del estator a una fuente trifásica de 60 Hz, el rotor girará otra vez a casi 1800 r/min. Para evitar la saturación, debemos reducir el vol-

taje a la mitad de su valor original porque el devanado del estator ahora tiene sólo la mitad del número original de vueltas. En estas condiciones, este notable *motor seccionado* truncado sigue desarrollando aproximadamente el 20 por ciento de su potencia nominal original.

El motor seccionado produce un campo *rotatorio* que se mueve a la misma velocidad periférica que el flujo en el motor trifásico original. Sin embargo, en lugar de realizar una vuelta completa, el campo simplemente viaja de forma continua de un extremo del estator al otro.

13.19 Motor de inducción lineal

Es obvio que el estator seccionado se podría colocar plano, sin afectar la forma ni la velocidad del campo magnético. Este estator plano produce un campo que se mueve a velocidad constante, en línea recta. Con el mismo razonamiento de la sección 13.5, podemos comprobar que el flujo viaja a una velocidad síncrona lineal dada por

$$v_s = 2 wf \quad (13.10)$$

donde

v_s = velocidad lineal síncrona [m/s]

w = ancho de un paso de polo [m]

f = frecuencia [Hz]

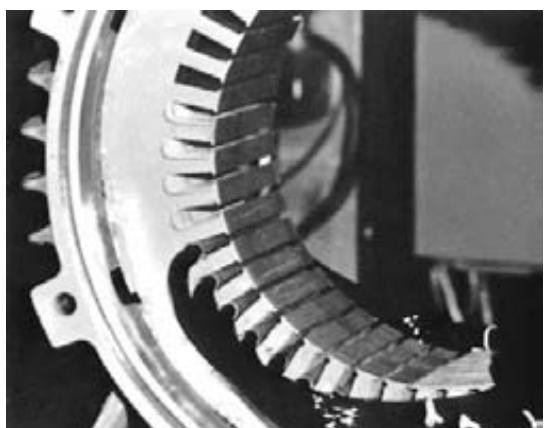
Observe que la velocidad lineal no depende del número de polos sino del paso de polo. De este modo, un estator lineal de 2 polos puede crear un campo que se mueva a la misma velocidad que la de un estator lineal de 6 polos (por ejemplo), siempre que tengan el mismo paso de polo.

Si se coloca un devanado de jaula de ardilla plano cerca del estator plano, el campo móvil arrastra la jaula de ardilla junto con él (sección 13.2). En la práctica, por lo general se utiliza una simple placa de cobre o aluminio como rotor (Fig. 13.27). Además, para incrementar la potencia y reducir la reluctancia de la trayectoria magnética, se utilizan dos estatores planos montados frente a frente, en los lados opuestos de la placa de aluminio. La combinación se llama *motor de inducción lineal*. La dirección del motor se puede invertir intercambiando dos conductores cualesquiera del estator.

En muchas aplicaciones prácticas, el rotor está inmóvil mientras el estator se mueve. Por ejemplo en algunos trenes de alta velocidad, el rotor se compone de



(a)



(c)



(b)



(d)

Figura 13.25

Devanado del estator de un motor de inducción trifásico de 50 hp, 575 V, 60 Hz y 1764 r/min. El estotor posee 48 ranuras que portan 48 bobinas conectadas en Y.

- Cada bobina se compone de 5 vueltas de cinco alambres de cobre númer. 15 conectados en paralelo. Por lo tanto, los alambres se recubren con un aislante de polimida para alta temperatura. Cinco alambres númer. 15 en paralelo equivalen a uno númer. 8.
- Un lado de la bobina va en la ranura 1 (por ejemplo) y el otro va en la ranura 12. En consecuencia, el paso de bobina es de la 1 a la 12.
- Cada lado de bobina ocupa la mitad de la ranura y se cubre con un separador de papel para que no toque el otro lado de la bobina colocada en la misma ranura. Comenzando por la parte superior, la fotografía muestra 3 ranuras vacías y no aisladas y 4 ranuras vacías aisladas con un forro de papel. Cada una de las 10 ranuras restantes contiene un lado de bobina.
- Una tela de algodón barnizada, cortada en forma de triángulo, proporciona aislamiento adicional entre grupos de fases adyacentes.

(Cortesía de Électromécaniques Roberge)

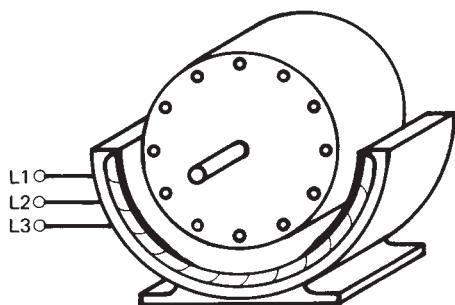


Figura 13.26
Motor de inducción con sector de dos polos.

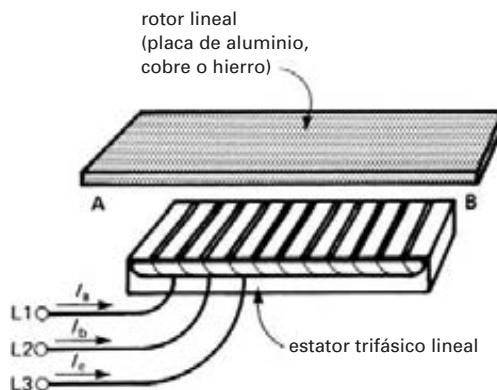


Figura 13.27
Componentes de un motor de inducción lineal trifásico.

una placa gruesa de aluminio fija en el suelo y que se extiende a todo lo largo de la vía. El estator lineal está atornillado al carro del tren y montado en la placa. La velocidad del tren se varía cambiando la frecuencia aplicada al estator (Fig. 13.31).

Ejemplo 13-10

El estator de un motor de inducción lineal es excitado por una fuente electrónica de 75 Hz. Si la distancia entre dos grupos de fases consecutivos de la fase A es de 300 mm, calcule la velocidad lineal del campo magnético.

Solución

El paso del polo es de 300 mm. Por consiguiente,

$$\begin{aligned} v_s &= 2 wf \\ &= 2 \times 0.3 \times 75 \\ &= 45 \text{ m/s o } 162 \text{ km/h} \end{aligned} \quad (13.10)$$

13.20 Ondas viajeras

En ocasiones se tiene la impresión de que cuando el flujo llega al extremo del estator lineal, debe haber un cierto retraso antes de que regrese para reiniciarse una vez más al principio. Éste no es el caso. El motor lineal produce una onda viajera de flujo que se mueve continua y uniformemente de un extremo del estator al otro. La figura 13.28 muestra cómo se mueve el flujo de izquierda a derecha en un motor lineal de dos polos. El flujo corta limpiamente las extremidades A, B del estator. Sin embargo, en cuanto desaparece un polo N o S a la derecha, se forma otra vez a la izquierda.

13.21 Propiedades de un motor de inducción lineal

Las propiedades de un motor de inducción lineal son casi idénticas a las de una máquina rotatoria estándar. Por consiguiente, las ecuaciones para deslizamiento, impulso, potencia, etc., también son iguales.

1. Deslizamiento. El deslizamiento está definido por

$$s = (v_s - v)/v_s \quad (13.11)$$

donde

s = deslizamiento

v_s = velocidad lineal síncrona [m/s]

v = velocidad del rotor (o estator) [m/s]

2. Flujo de potencia activa. De acuerdo con la figura 13.15, la potencia activa fluye a través de un motor lineal del mismo modo que a través de un motor rotatorio, excepto que el estator y el rotor son planos. En consecuencia, las ecuaciones 13.6, 13.7 y 13.8 son válidas para ambos tipos de máquinas:

$$\eta = P_L/P_c \quad (13.6)$$

$$P_{jr} = sP_r \quad (13.7)$$

$$P_m = (1 - s)P_r \quad (13.8)$$

3. Impulso. El impulso o fuerza desarrollada por un motor de inducción lineal está dado por

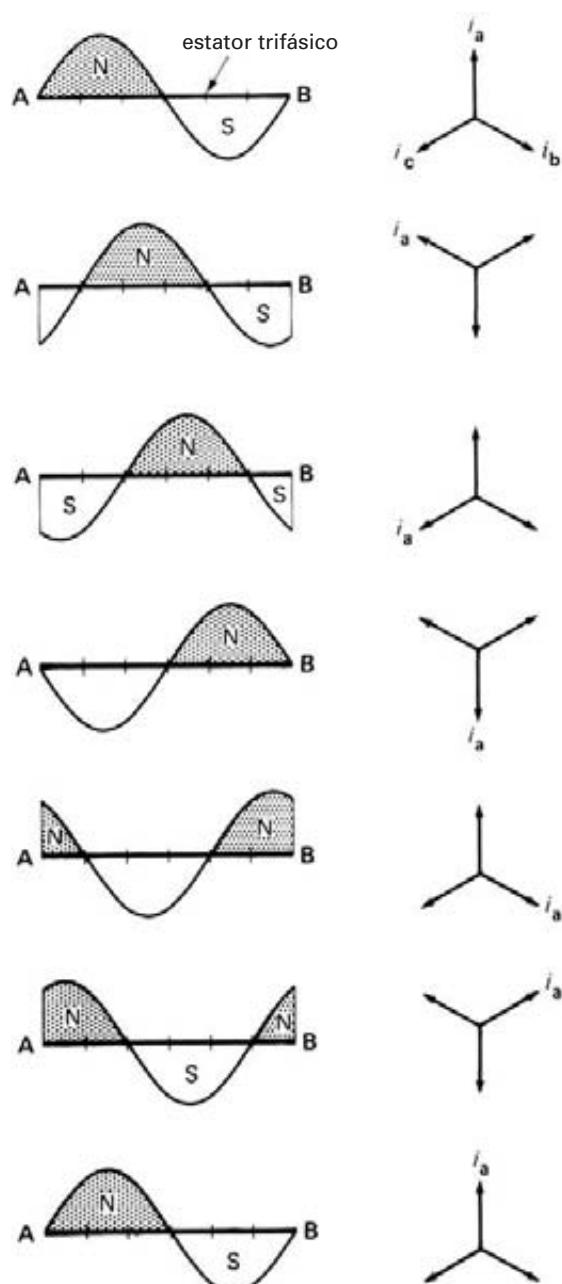
$$F = P_r/v_s \quad (13.12)$$

donde

F = impulso [N]

P_r = potencia transmitida al rotor [W]

v_s = velocidad síncrona lineal [m/s]

**Figura 13.28**

Forma del campo magnético creado por un estator lineal trifásico de 2 polos, durante un ciclo completo. Los cuadros sucesivos están separados por un intervalo de tiempo igual a 1/6 de ciclo o 60°.

Ejemplo 13-11

En una fábrica, una grúa elevada es impulsada horizontalmente por medio de dos motores de inducción lineal cuyos rotores son las dos vigas I de acero sobre las cuales rueda la grúa. Los estatores trifásicos lineales de 4 polos (montados en lados opuestos de la grúa frente a las respectivas almas de las vigas I) tienen un paso de polo de 8 cm y son manejados por una fuente electrónica de frecuencia variable. Durante una prueba en uno de los motores, se obtuvieron los siguientes resultados:

frecuencia del estator: 15 Hz

potencia suministrada al estator: 5 kW

pérdida en el cobre + pérdida en el hierro del estator: 1 kW

velocidad de la grúa: 1.8 m/s

Calcule

- La velocidad síncrona y el deslizamiento.
- La potencia suministrada al rotor.
- La pérdida I^2R en el rotor.
- La potencia mecánica y el impulso.

Solución

- Velocidad lineal síncrona es

$$\begin{aligned} v_s &= 2 w_f & (13.10) \\ &= 2 \times 0.08 \times 15 \\ &= 2.4 \text{ m/s} \end{aligned}$$

El deslizamiento es

$$\begin{aligned} s &= (v_s - v)/v_s & (13.11) \\ &= (2.4 - 1.8)/2.4 \\ &= 0.25 \end{aligned}$$

- La potencia suministrada al rotor es

$$\begin{aligned} P_r &= P_c - P_{js} - P_f \quad (\text{vea la figura 13.15}) \\ &= 5 - 1 \\ &= 4 \text{ kW} \end{aligned}$$

- La pérdida I^2R en el rotor es

$$\begin{aligned} P_{jr} &= sP_r & (13.7) \\ &= 0.25 \times 4 \\ &= 1 \text{ kW} \end{aligned}$$

d. La potencia mecánica es

$$\begin{aligned} P_m &= P_r - P_{jr} \quad (\text{Fig. 13.15}) \\ &= 4 - 1 \\ &= 3 \text{ kW} \end{aligned}$$

El impulso es

$$\begin{aligned} F &= P_r/v_s \quad (13.12) \\ &= 4000/2.4 \\ &= 1667 \text{ N} = 1.67 \text{ kN} (\sim 375 \text{ lb}) \end{aligned}$$

13.22 Levitación magnética

En la sección 13.2 vimos que un imán permanente en movimiento que pasa sobre una escalera conductora, tiende a arrastrarla junto con él. Ahora veremos que esta fuerza de tracción horizontal también es acompañada por una fuerza *vertical*, la cual tiende a empujar el imán alejándolo de la escalera.

Examinando a la figura 13.29, suponga que los conductores 1, 2, 3 son tres conductores de la escalera estacionaria. El centro del polo N del imán pasa por la parte superior del conductor 2. El voltaje inducido en

este conductor es máximo porque la densidad de flujo es muy grande en el centro del polo. Si el imán se mueve con mucha lentitud, la corriente inducida resultante alcanza su valor máximo prácticamente al mismo tiempo. Esta corriente, que regresa por los conductores 1 y 3, crea polos magnéticos nnn y sss como se muestra en la figura 13.29. De acuerdo con las leyes de atracción y repulsión, la mitad frontal del imán es repelida hacia arriba mientras que la mitad posterior es atraída hacia abajo. Como la distribución de los polos nnn y sss es simétrica con respecto al centro del imán, las fuerzas verticales de atracción y repulsión son iguales y la fuerza vertical resultante es nula. Por consiguiente, sólo existe una fuerza de tracción horizontal.

Pero suponga ahora que el imán se mueve muy rápido. Por su inductancia, la corriente del conductor 2 alcanza su valor máximo una fracción de segundo después de que el voltaje ha alcanzado su máximo. Por lo tanto, cuando la corriente del conductor 2 es máxima, el centro del imán ya está una cierta distancia adelante del conductor (Fig. 13.30). La corriente que regresa por los conductores 1 y 3 crea de nuevo polos nnn y sss; no obstante, ahora el polo N del imán está directamente sobre un polo nnn, por lo que una gran fuerza vertical tiende a empujar el imán hacia arriba.* Este efecto se conoce como principio de *levitación magnética*.

La levitación magnética se utiliza en algunos trenes de alta velocidad que se deslizan sobre un cojín magnético y no sobre ruedas. Un poderoso electroimán fijo debajo del tren se mueve sobre un riel conductor e induce corrientes en éste del mismo modo que en nuestra escalera. La fuerza de levitación siempre está acompañada por una pequeña fuerza de frenado horizontal que, desde luego, debe ser superada por el motor lineal que impulsa el tren. Vea las figuras 13.31 y 13.32.

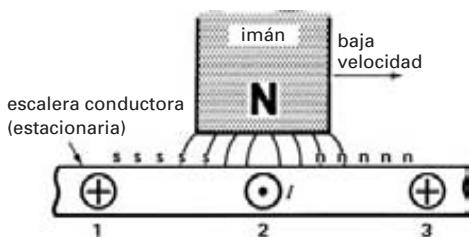


Figura 13.29
Corrientes y polos magnéticos a baja velocidad.

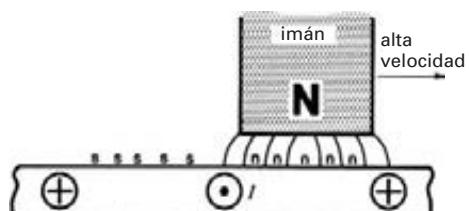


Figura 13.30
Corrientes y polos magnéticos a alta velocidad.

* La corriente siempre se retarda (incluso a bajas velocidades) un intervalo de tiempo Δt , el cual depende de la constante de tiempo L/R del rotor. Este retraso es tan breve que, a bajas velocidades, la corriente alcanza su máximo prácticamente al mismo tiempo y en el mismo lugar que el voltaje. Por otra parte, a altas velocidades, el mismo retraso Δt produce un desplazamiento considerable en el *espacio* entre los puntos donde el voltaje y la corriente alcanzan sus valores máximos respectivos.

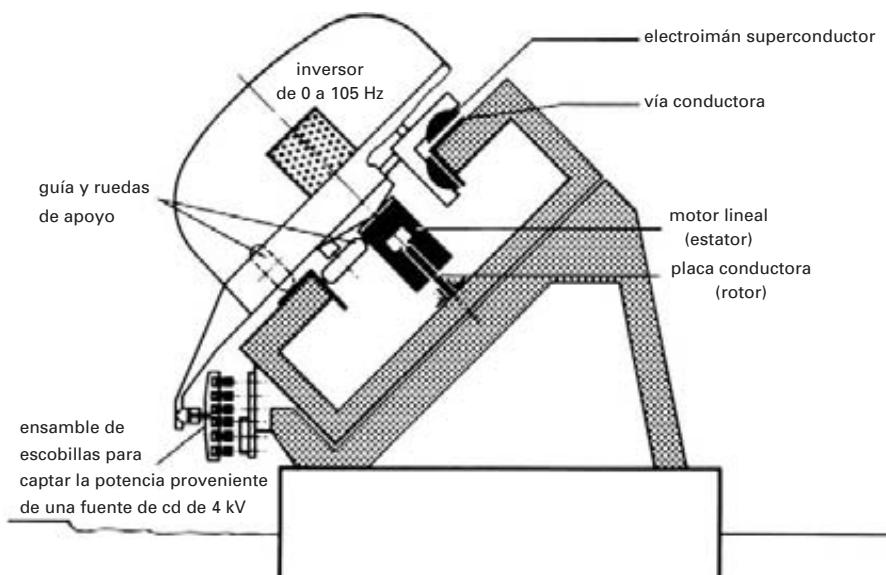


Figura 13.31

Este tren eléctrico de 17 t es impulsado por un motor lineal. El motor consta de un rotor estacionario y un estator plano fijo debajo del tren. El rotor es la placa de aluminio vertical montada en el centro de la vía. El estator de 3 toneladas es energizado por un inversor de cd a ca electrónico de 4.7 MVA cuya frecuencia se puede variar de 0 a 105 Hz. El motor desarrolla un impulso máximo de 35 kN (7800 lb) y una velocidad tope de 200 km/h. Una potencia de corriente directa a 4 kV es alimentada al inversor por medio de un ensamblaje de escobillas en contacto con 6 barras colectoras de cd estacionarias montadas en el lado izquierdo de la vía.

La levitación electromagnética se obtiene mediante un electroimán superconductor. El imán es de 1300 mm de largo, 600 mm de ancho y 400 mm de altura y pesa 500 kg. Las bobinas del imán se mantienen a una temperatura de 4 K mediante la circulación forzada de helio líquido. La densidad de la corriente es de 80 A/mm² y la densidad de flujo resultante de 3T. La fuerza vertical de repulsión alcanza un máximo de 60 kN y el espacio vertical entre el imán y la vía metálica que reacciona varía de 100 mm a 300 mm según la corriente.

(Cortesía de Siemens)

**Figura 13.32**

Vista de sección transversal de los componentes principales del tren de alta velocidad mostrado en la figura 13.31. (Cortesía de Siemens)

MÁQUINA DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE ALIMENTADA

Las máquinas de inducción de rotor devanado pueden tener el estator y el rotor conectados a fuentes de ca distintas que tengan frecuencias diferentes. Se dice que son máquinas doblemente alimentadas. Cuando estas máquinas operan como motores, se pueden utilizar para impulsar bombas de velocidad variable. También se pueden utilizar como generadores de velocidad variable impulsados por turbinas de viento. Las secciones siguientes describen los principios y la operación de estas máquinas especiales.

13.23 Motor de rotor devanado doblemente alimentado (relaciones de velocidad)

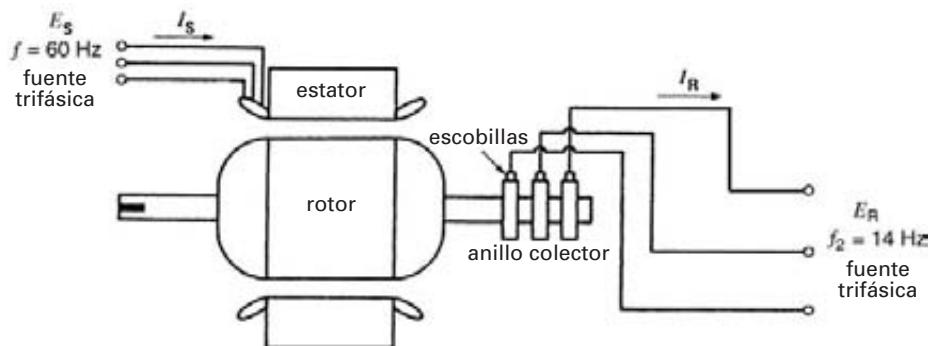
Para estudiar el motor de rotor devanado doblemente alimentado, habrá que regresar al motor de rotor devanado trifásico descrito en la sección 13.16. Como siempre, el estator está conectado a una línea de potencia cuya frecuencia f es de 60 o de 50 Hz. Sin embargo, en lugar de conectar los anillos colectores a una

carga resistiva, como se ilustra en la figura 13.19, los conectaremos a una segunda fuente cuya frecuencia es, digamos, de 14 Hz (Fig. 13.33). ¿Qué sucede en estas condiciones con el motor de inducción doblemente alimentado?

Suponga que se trata de una máquina trifásica de 4 polos cuyo estator está conectado a una fuente de 60 Hz. El flujo creado por el estator girará a la velocidad síncrona usual $n_s = 120 f/p = 120 \times 60/4 = 1800$ r/min. Suponga también que el flujo gira en el sentido de las manecillas del reloj. Por lo tanto, desde la perspectiva de un observador externo, el flujo del estator gira en el sentido de las manecillas del reloj a una velocidad de 1800 r/min.

Como el rotor está conectado a una fuente de 14 Hz, el flujo del rotor girará a una velocidad $n_2 = 120 \times 14/4 = 420$ r/min con respecto al rotor. Suponga que gira en el sentido de las manecillas del reloj con respecto al rotor.

Para que los polos N del estator se bloquen con los polos S del rotor, está claro que, desde la perspectiva de un observador externo, deben girar a la misma velocidad. Esto significa que, para un observador externo, el flujo del rotor debe girar en el sentido de las

**Figura 13.33**

Motor de inducción de rotor devanado doblemente alimentado conectado a dos fuentes trifásicas.

manecillas del reloj a 1800 r/min. La única posibilidad de que esto suceda es que el rotor también gire en el sentido de las manecillas del reloj a una velocidad de $1800 - 420 = 1380$ r/min. Si el rotor tuviera que girar a cualquier otra velocidad, los polos del rotor se deslizarían más allá de los polos del estator y el momento de torsión promedio sería cero. El motor se detendría.

Así, vemos que la máquina puede operar como motor si, y sólo si, su velocidad es *exactamente* de 1380 r/min. Entonces se dice que está funcionando a una velocidad *subsíncrona*.

Intercambiando dos conductores cualesquiera conectados a los anillos colectores, podemos hacer que el flujo del rotor gire en sentido contrario al de las manecillas del reloj con respecto al rotor. En estas condiciones, los polos N del estator sólo pueden bloquearse con los polos S del rotor siempre que el rotor gire en el sentido de las manecillas del reloj a una velocidad de $1800 + 420 = 2220$ r/min. Bajo estas condiciones, se dice que el motor está funcionando a una velocidad *supersíncrona*.

Con base en este ejemplo, y para generalizar, podemos demostrar que el motor puede funcionar a una de dos velocidades posibles dadas por

$$n = \frac{120}{p} (f + f_2) \quad (13.13a)$$

o

$$n = \frac{120}{p} (f - f_2) \quad (13.13b)$$

donde

n = velocidad del rotor [r/min]

f = frecuencia aplicada al estator [Hz]

f_2 = frecuencia aplicada al rotor [Hz]

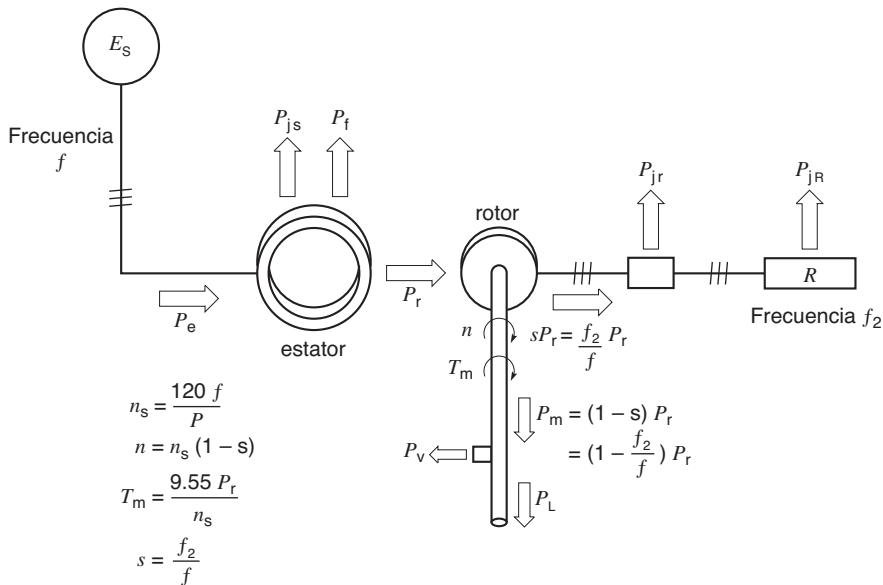
p = número de polos

120 = valor numérico para hacerse cargo de las unidades

Para una frecuencia f_2 dada, la velocidad n depende de la secuencia de fase del voltaje trifásico aplicado al rotor. Una secuencia negativa produce una velocidad supersíncrona (Ec. 13.13a), mientras que una positiva produce velocidad subsíncrona (Ec. 13.13b).

¿Cómo fluye la potencia en esta máquina doblemente alimentada? Para responder la pregunta, examinemos primero el flujo de potencia activa en un motor de rotor devanado cuyo rotor está conectado a un resistor R de carga externa. La figura 13.34 muestra el flujo de potencia a través de los diversos componentes:

1. La fuente trifásica E_S suministra potencia P_e al estator.
2. Después de restar las pérdidas P_{js} en joules en el estator y las pérdidas P_f en el hierro, la potencia activa resultante P_r es transmitida al rotor.
3. Por el deslizamiento s , una parte de P_r se disipa en forma de pérdidas sP_r en el rotor. Estas pérdidas son iguales a la suma de las pérdidas I^2R en el rotor (P_{jr}) y a las pérdidas (P_{jR}) en los resistores externos R .

**Figura 13.34**Flujo de potencia en un motor de inducción de rotor devanado que tiene una resistencia externa R .

4. La diferencia entre P_r y sP_r se convierte en potencia mecánica P_m suministrada al eje. Por consiguiente, $P_m = (1 - s) P_r$.
5. Las pérdidas por fricción en los cojinetes y fricción del aire P_v se restan de P_m para producir la potencia mecánica P_L que impulsa la carga.
6. A continuación destacaremos la relación entre el deslizamiento s , la frecuencia f del estator y la frecuencia f_2 del rotor. Como se estableció en la sección 13.10, $f_2 = sf$, de donde obtenemos la importante expresión $s = f_2/f$.
7. Ahora la potencia mecánica se puede expresar en función de la frecuencia f del estator, la frecuencia f_2 del rotor y P_m . Por lo tanto, $P_m = (1 - f_2/f) P_r$. Asimismo, la potencia eléctrica activa suministrada por los devanados del rotor se disipa en forma de calor P_{jr} y P_{jR} y siempre es igual a $(f_2/f) P_r$.
8. El momento de torsión T_m desarrollado por el motor es dado nuevamente por la ecuación

$$T_m = 9.55 P_r / n_s \quad (13.9)$$

Con estos comentarios introductorios, ahora podemos echar un vistazo al flujo de potencia en un motor de rotor devanado doblemente alimentado cuando opera en los modos subsíncrono y supersíncrono.

13.24 Motor de rotor devanado doblemente alimentado (relaciones de potencia a velocidad subsíncrona)

Cuando el rotor de un motor de rotor devanado se conecta a una fuente E_R cuya frecuencia es f_2 , automáticamente se fija el deslizamiento $s = f_2/f$. Por consiguiente, también se fija la velocidad del motor. De hecho, la máquina es un tipo especial de motor síncrono. Sin embargo, siguen siendo válidas las relaciones de potencia descritas para el motor de inducción de rotor devanado (Fig. 13.34). En la figura 13.35 vemos que la potencia P_m proporcionada al eje sigue siendo

$$P_m = (1 - f_2/f) P_r \quad (13.14)$$

Además, la potencia eléctrica suministrada por el rotor es nuevamente $(f_2/f) P_r$. Una parte P_{jr} de esta potencia

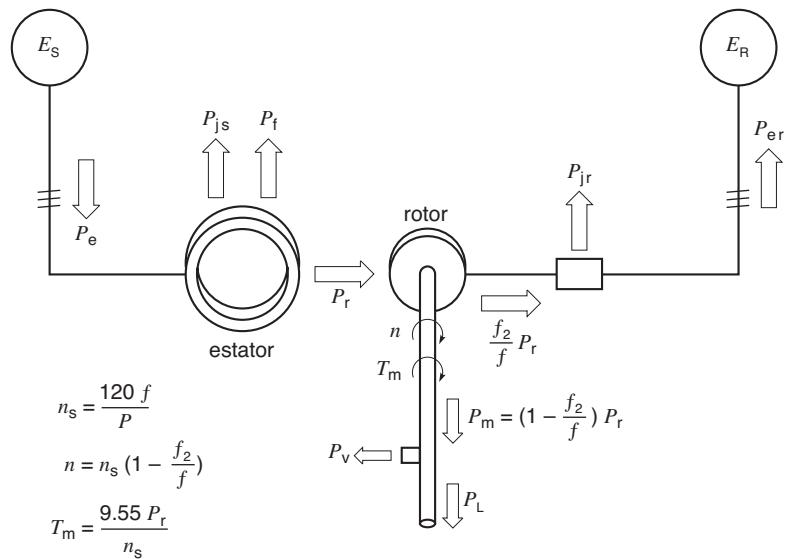


Figura 13.35

Flujo de potencia en un motor de inducción de rotor devanado doblemente alimentado en modo subsíncrono.

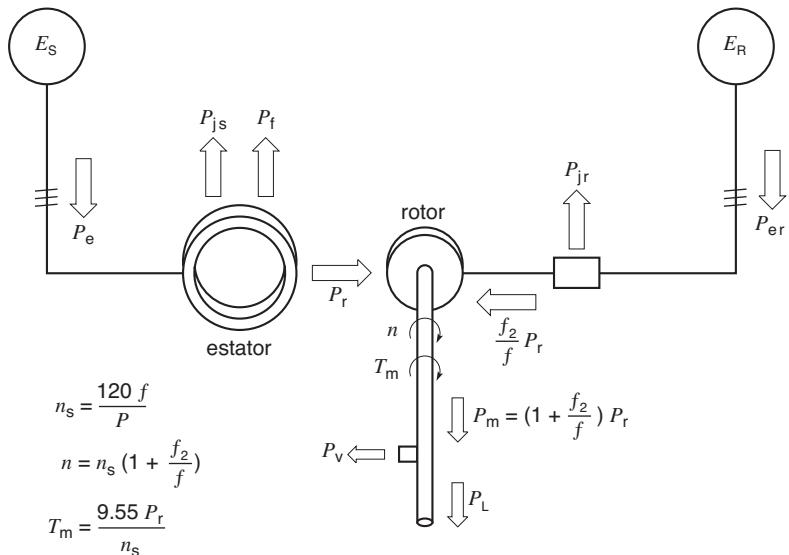


Figura 13.36

Flujo de potencia en un motor de inducción de rotor devanado doblemente alimentado en modo supersíncrono.

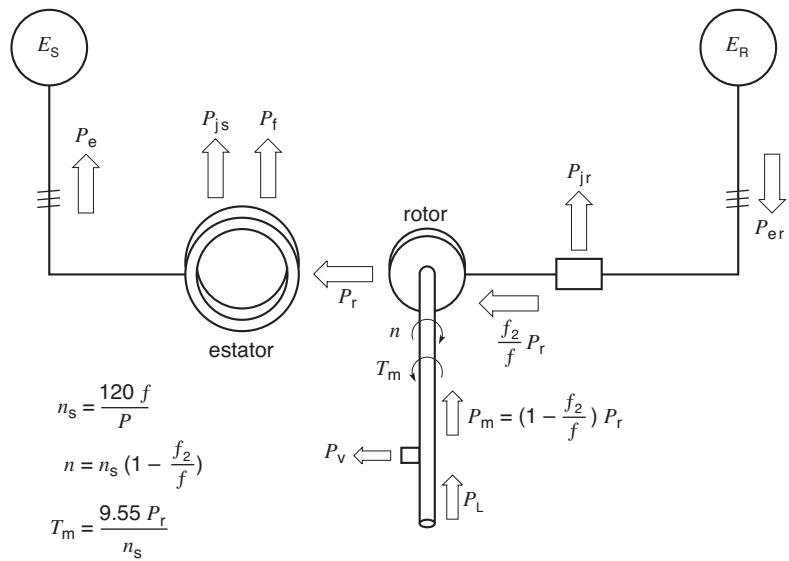


Figura 13.37

Flujo de potencia en un generador de inducción de rotor devanado doblemente alimentado en modo subsíncrono.

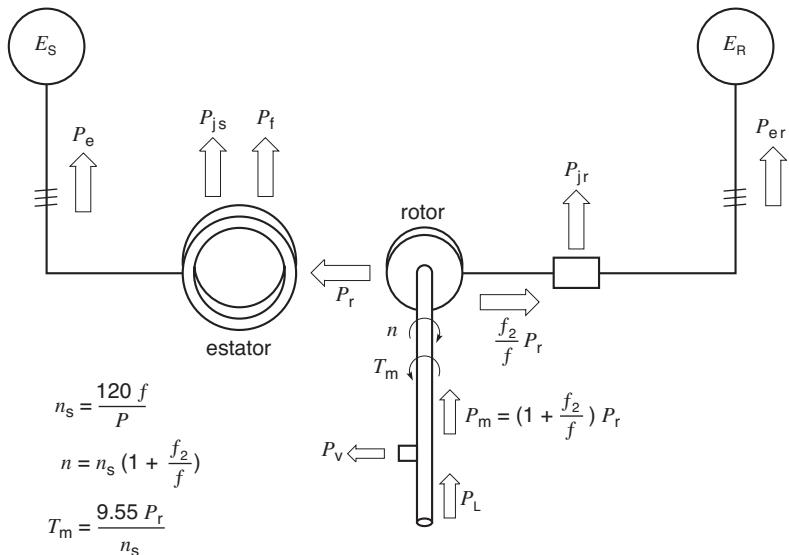


Figura 13.38

Flujo de potencia en un generador de inducción de rotor devanado doblemente alimentado en modo supersíncrono.

se disipa en la resistencia del rotor y la P_{er} restante es alimentada a la fuente E_R .

Es interesante puntualizar que el par o momento de torsión T_m desarrollado por el motor nuevamente está dado por

$$T_m = 9.55 P_r / n_s \quad (13.9)$$

donde n_s es la velocidad síncrona del flujo del estator.

13.25 Motor de rotor doblemente alimentado (relaciones de potencia a velocidad supersíncrona)

Cuando se invierte la secuencia de fase de E_R , el motor funciona a velocidad supersíncrona. En estas condiciones, el flujo de potencia en el circuito del rotor se invierte, pero se mantienen las relaciones de potencia cuantitativa (Fig. 13.36). La potencia activa (f_2/f) P_r (provista por la fuente E_R) ahora fluye *hacia* el rotor, por lo que la potencia mecánica es

$$P_m = (1 + f_2/f) P_r$$

Observe que el par o momento de torsión T_m nuevamente es dado por

$$T_m = 9.55 P_r / n_s$$

El motor de rotor devanado doblemente alimentado que acabamos de describir en ocasiones se utiliza para impulsar una carga de velocidad variable, como una bomba (vea la figura 14.17).

13.26 Generador de rotor devanado doblemente alimentado

El motor de inducción doblemente alimentado que acabamos de describir puede operar con generador. Todo lo que se necesita es aplicar un momento de torsión al eje que tienda a incrementar la velocidad subsíncrona o supersíncrona. Esto hace que los polos del rotor se muevan un poco hacia delante de los polos del estator, sin que cambie la velocidad. En estas condiciones, la dirección del flujo de potencia cambia, como se indica en las figuras 13.37 y 13.38. La figura 13.37 aplica cuando el generador funciona en el modo subsíncrono; la figura 13.38 es para el modo supersíncrono. La transición de

la operación subsíncrona a supersíncrona se realiza variando la frecuencia f_2 y la secuencia de fase de E_R .

El ejemplo siguiente de un generador de turbina de viento muestra los flujos de potencia respectivos cuando el generador doblemente alimentado opera en el modo subsíncrono. Podemos aplicar un razonamiento similar a cualquiera de los otros modos de operación de una máquina doblemente alimentada. La potencia P_e suministrada a la línea puede ser establecida a un factor unitario ajustando apropiadamente la magnitud y la fase de E_R .

Ejemplo 13-12

Un generador de inducción trifásico de 6 polos y doblemente alimentado tiene una capacidad de 800 kW. El estator está conectado a una línea de 60 Hz y el devanado del rotor está conectado a un convertidor de frecuencia variable que produce una frecuencia de 24 Hz. La máquina funciona a velocidad subsíncrona y la turbina de viento desarrolla 500 hp. Una turbina de viento está conectada al eje del rotor por medio de una caja de velocidades elevadora de la velocidad.

También se da la siguiente información (vea la figura 13.39):

Pérdidas en la caja de velocidades

y otras pérdidas por fricción

$$P_v = 11 \text{ kW}$$

Pérdidas eléctricas I^2R en el rotor

$$P_{jr} = 3 \text{ kW}$$

Pérdidas eléctricas I^2R en el estator

$$P_{js} = 12 \text{ kW}$$

Pérdidas en el hierro del estator

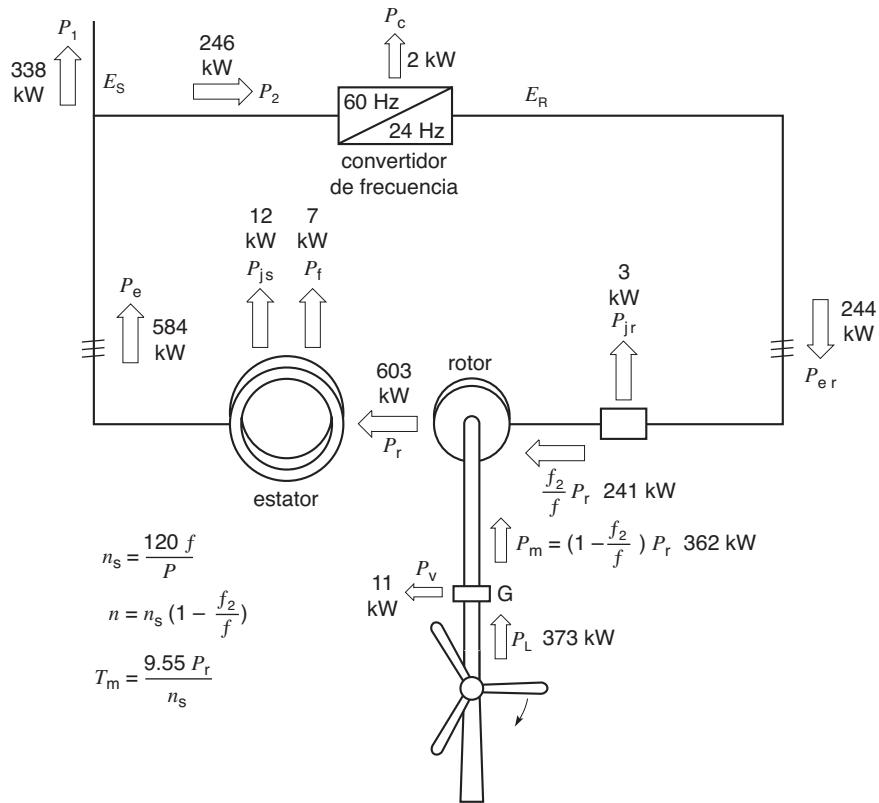
$$P_f = 7 \text{ kW}$$

Pérdidas en el convertidor

$$P_c = 2 \text{ kW}$$

Calcule

- La velocidad subsíncrona del rotor [r/min].
- La potencia mecánica P_m suministrada al rotor [kW].
- La potencia electromagnética P_r transferida del rotor al estator [kW].
- El momento de torsión mecánico T_m en la entrada del rotor [kN·m].
- La potencia eléctrica P_{er} suministrada a los devanados del rotor [kW].
- La potencia eléctrica P_2 absorbida por el convertidor de la línea de potencia de 60 Hz [kW].
- La potencia eléctrica P_e suministrada por el estator a la línea de potencia de 60 Hz [kW].
- La eficiencia P_l/P_L del ensamblaje de la turbina de viento [%].

**Figura 13.39**

Vea el ejemplo 13-12.

Solución

a. La velocidad subsíncrona es:

$$n = \frac{120}{p} (f - f_2) \quad (13.13b)$$

$$= \frac{120}{6} (60 - 24) = 720 \text{ r/min}$$

b. La potencia mecánica suministrada por la turbina a la caja de velocidades es:

$$P_L = 500 \text{ hp} = 50 \times 746 \text{ W} = 373 \text{ kW}$$

Pérdida en la caja de velocidades $P_v = 11 \text{ kW}$
Entrada de potencia mecánica P_m al rotor

$$P_m = P_L - P_v = 373 - 11 = 362 \text{ kW}$$

c. P_r se encuentra con la expresión

$$P_m = \left(1 - \frac{f_2}{f}\right) P_r \quad (13.14)$$

$$362 = \left(1 - \frac{24}{60}\right) P_r$$

$$362 = 0.6 P_r$$

por lo tanto, $P_r = \frac{362}{0.6} = 603 \text{ kW}$

Observe que esta potencia es considerablemente más grande que la suministrada por la turbina de viento.

d. La velocidad síncrona es $n_s = 120 f/p = 120 \times 60/6 = 1200 \text{ r/min}$



Figura 13.40

Esta granja de viento frente a la playa de Middelgrunden está localizada a las afueras del puerto de Copenhague, en Dinamarca. Se compone de 20 turbinas de 2 MW que generan un total de 40 MW. Las aspas son de 38 m de largo y giran a una altura de 64 m. Las 20 turbinas están equipadas con generadores de inducción de jaula de ardilla que juntos producen un mínimo garantizado de 89 000 MW al año.

(Photo © BONUS Energy A/S)

$$T_m = \frac{9.55 P_r}{n_s} \quad (13.9)$$

$$= \frac{9.55 \times 603\,000}{1200} = 4.8 \text{ kN}\cdot\text{m}$$

- e. Entrada de potencia eléctrica al rotor $= (f_2/f)P_r = (24/60) \times 603 \text{ kW} = 241 \text{ kW}$
- f. Pérdidas I^2R en el rotor $P_{jr} = 3 \text{ kW}$
Por consiguiente, de acuerdo con la figura 13.39, $P_{er} = 241 + 3 = 244 \text{ kW}$.
Potencia eléctrica P_2 absorbida por el convertidor de frecuencia

$$P_2 = P_{er} + P_c = 244 + 2 = 246 \text{ kW}$$

- g. Potencia eléctrica suministrada por el estator a la línea de potencia

$$P_e = P_r - P_{js} - P_f = 603 - 12 - 7 = 584 \text{ kW}$$

Observe que la potencia eléctrica P_e suministrada a la fuente de 60 Hz excede la entrada de potencia P_L de la turbina alimentada al eje. La razón es que cuando el generador opera en el modo subsíncrono, el rotor absorbe potencia del convertidor de 24 Hz al mismo tiempo que recibe potencia mecánica del eje.

- h. Potencia neta P_1 suministrada a la línea de potencia

$$P_1 = P_e - P_2 = 584 - 246 = 338 \text{ kW}$$

Potencia desarrollada por la turbina: $P_L = 373 \text{ kW}$
Eficiencia del ensamblaje de la turbina de viento $= P_1/P_L = 338 \text{ kW}/373 \text{ kW} = 0.906 = 90.6\%$

Además de los generadores de inducción doblemente alimentados, se utilizan otros métodos para transformar la energía eólica en electricidad, los cuales se describen en la sección 24.28 del capítulo 24.

La figura 13.40 es un ejemplo de una importante granja de viento localizada frente a la playa.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 13-1 Mencione los principales componentes de un motor de inducción.
- 13-2 Explique cómo se establece un campo rotatorio en un motor de inducción trifásico.

- 13-3 Si duplicamos el número de polos en el estator de un motor de inducción, ¿se duplicará también su velocidad síncrona?
- 13-4 El rotor de un motor de inducción nunca se debe bloquear mientras se esté aplicando voltaje completo al estator. Explique.
- 13-5 ¿Por qué el rotor de un motor de inducción gira más lento que el campo rotatorio?
- 13-6 ¿Qué le sucede a la velocidad y la corriente del rotor cuando se incrementa la carga mecánica en un motor de inducción?
- 13-7 Recomendaría utilizar un motor de inducción de 50 hp para impulsar una carga de 10 hp? Explique.
- 13-8 Mencione dos ventajas de un motor de rotor devanado sobre un motor de jaula de ardilla.
- 13-9 Tanto el voltaje como la frecuencia inducidos en el rotor de un motor de inducción disminuye conforme se incrementa la velocidad del rotor. Explique.
- 13-10 Un motor de inducción trifásico de 20 polos está conectado a una fuente de 600 V y 60 Hz.
- a. ¿Cuál es la velocidad síncrona?
 - b. Si el voltaje se reduce a 300 V, ¿cambiará la velocidad síncrona?
 - c. ¿Cuántos grupos hay por fase?
- 13-11 Describa el principio de operación de un motor de inducción lineal.
- 13-12 Calcule los valores aproximados de la corriente de arranque, de la corriente a plena carga y de la corriente sin carga de un motor de inducción trifásico de 150 hp y 575 V.
- 13-13 Dibuje el campo magnético creado por un motor de inducción trifásico de 12 polos.
- 13-14 ¿Cómo podemos cambiar la dirección de rotación de un motor de inducción trifásico?

Nivel intermedio

- 13-15 a. Calcule la velocidad síncrona de un motor de inducción trifásico de 12 polos que es excitado por una fuente de 60 Hz.
- b. ¿Cuál es la velocidad nominal si el deslizamiento a plena carga es de 6 por ciento?

- 13-16 Un motor de inducción trifásico de 6 polos está conectado a una fuente de 60 Hz. El voltaje inducido en las barras del rotor es de 4 V cuando el rotor está bloqueado. Si el motor gira en la misma dirección que el flujo, calcule el voltaje aproximado inducido y su frecuencia:
- A 300 r/min
 - A 1000 r/min
 - A 1500 r/min
- 13-17 **a.** Calcule los valores aproximados de la corriente a plena carga, de la corriente de arranque y de la corriente sin carga de un motor de inducción trifásico de 75 kW, 4000 V, 900 r/min y 60 Hz.
b. Calcule la velocidad a plena carga nominal y el momento de torsión sabiendo que el deslizamiento es de 2 por ciento.
- 13-18 Un motor de inducción trifásico de 75 hp y 440 V tiene una eficiencia a plena carga de 91 por ciento y un factor de potencia de 83 por ciento. Calcule la corriente nominal por fase.
- 13-19 Aparece un voltaje de circuito abierto de 240 V a través de los anillos colectores de un motor de inducción de rotor devanado cuando el rotor está bloqueado. El estator tiene 6 polos y es excitado por una fuente de 60 Hz. Si el rotor es impulsado por un motor de cd de velocidad variable, calcule el voltaje de circuito abierto y la frecuencia a través de los anillos colectores si el motor de cd gira
- A 600 r/min, en la misma dirección que el campo rotatorio.
 - A 900 r/min, en la misma dirección que el campo rotatorio.
 - A 3600 r/min, opuesto al campo rotatorio.
- 13-20 **a.** De acuerdo con la figura 13.7, calcule los valores instantáneos de I_a , I_b e I_c para un ángulo de 150°.
b. Determine la dirección real del flujo de corriente en las tres fases en este instante y calcule la fmm desarrollada por los devanados.
c. ¿La fmm resultante apunta en una dirección intermedia entre las fmm correspondientes a los instantes 3 y 4?
- 13-21 Un estator trifásico con devanado imbricado que tiene 72 ranuras produce una velocidad síncrona de 900 r/min cuando se conecta a una fuente de 60 Hz. Calcule el número de bobinas por grupo de fases así como el paso de bobina probable. Trace todo el diagrama de conexión de las bobinas, siguiendo los pasos (a) a (f) indicados en la figura 13.22.
- 13-22 El estator trifásico de 4 polos de la figura 13.25 tiene un diámetro interno de 250 mm y un apilamiento de laminaciones (de longitud axial) de 200 mm. Si la densidad de flujo máxima por polo es de 0.7 T, calcule lo siguiente:
- La velocidad periférica [m/s] del campo rotatorio cuando el estator está conectado a una fuente de 60 Hz
 - El voltaje pico inducido en las barras del rotor
 - El paso de polo
- 13-23 Un gran motor de inducción trifásico de jaula de ardilla, de 4000 V y 60 Hz, absorbe una corriente de 385 A y una potencia activa total de 2344 kW cuando opera a plena carga. La velocidad correspondiente exacta es de 709.2 r/min. El estator se conecta en Y y la resistencia entre las dos terminales del estator es de 0.10 Ω. Las pérdidas totales en el hierro son de 23.4 kW y las pérdidas por fricción en los cojinetes y por fricción del aire son de 12 kW. Calcule lo siguiente:
- El factor de potencia a plena carga.
 - La potencia activa suministrada al rotor.
 - Las pérdidas eléctricas I^2R en el rotor.
 - La potencia mecánica suministrada a la carga [kW], el momento de torsión [kN·m] y la eficiencia [%].
- 13-24 Si incrementamos un poco la resistencia del rotor de un motor de inducción, ¿qué efecto tiene (incremento o disminución) en
- El par o momento de torsión de arranque.
 - La corriente de arranque.
 - La velocidad a plena carga.
 - La eficiencia.
 - El factor de potencia.
 - La elevación de la temperatura del motor y su salida de potencia nominal.
- 13-25 Explique el principio de levitación magnética.
- Nivel avanzado*
- 13-26 En la figura 13.5a el imán permanente tiene un grosor de 100 mm y se mueve a 30 m/s.

La densidad del flujo en el entrehierro es de 0.5 T y la resistencia efectiva por barra del rotor es de $1 \text{ m}\Omega$. Calcule la corriente I y la fuerza de tracción.

- 13-27 Si la escalera conductora mostrada en la figura 13.5a es arrastrada por una fuerza de 10 N, ¿cuál es la fuerza de frenado ejercida en el imán?
- 13-28 Un motor de inducción trifásico de rotor devanado, de 5000 hp, 6000 V, 60 Hz y 12 polos, gira a 594 r/min. ¿Cuáles son las pérdidas I^2R en el rotor con carga nominal?
- 13-29 El motor del problema 13-28 tiene las siguientes características:
1. resistencia de cd entre las terminales del estator = 0.112Ω a 17°C
 2. resistencia de cd entre los anillos colectores del rotor = 0.0073Ω a 17°C
 3. voltaje de circuito abierto inducido entre los anillos colectores con el rotor bloqueado = 1600 V
 4. voltaje en el estator entre líneas = 6000 V
 5. corriente en el estator sin carga, por fase = 100 A
 6. potencia activa suministrada al motor sin carga = 91 kW
 7. pérdidas por fricción en los cojinetes y por fricción del aire = 51 kW
 8. pérdidas en el hierro del estator = 39 kW
 9. corriente con el rotor bloqueado a 6000 V = 1800 A
 10. potencia activa suministrada al estator con el rotor bloqueado = 2207 kW

Calcule

- a. La resistencia en el rotor y en el estator por fase a 75°C (suponga una conexión en Y).
 - b. El voltaje y la frecuencia inducidos en el rotor cuando gira a 200 r/min y a 594 r/min.
 - c. La potencia reactiva absorbida por el motor para crear el campo rotatorio, sin carga.
 - d. Las pérdidas I^2R en el estator cuando el motor funciona sin carga (temperatura del devanado = 75°C).
 - e. La potencia activa suministrada al rotor sin carga.
- 13-30 Remitiéndose al motor descrito en el problema 13-29, calcule en condiciones de rotor bloqueado y voltaje completo:
- a. La potencia reactiva absorbida por el motor.
 - b. Las pérdidas I^2R en el estator.
 - c. La potencia activa suministrada al rotor.
 - d. La salida de potencia mecánica.
 - e. El momento de torsión desarrollado por el rotor.
- 13-31 Necesitamos controlar la velocidad del motor dado en el problema 13-29 insertando resistores en serie con el rotor (vea la figura 13.19). Si el motor tiene que desarrollar un momento de torsión de $20 \text{ kN}\cdot\text{m}$ a una velocidad de 450 r/min, calcule lo siguiente:
- a. El voltaje entre los anillos colectores.
 - b. La resistencia del rotor (por fase) y la potencia total disipada.
 - c. La corriente aproximada en el rotor, por fase.
- 13-32 El tren mostrado en la figura 13.31 se desplaza a 200 km/h cuando la frecuencia en el estator es de 105 Hz. Suponiendo un deslizamiento mínimo, calcule la longitud del paso de polo del motor lineal [mm].
- 13-33 Se utiliza un motor de inducción trifásico de 300 kW, 2300 V, 60 Hz y 1780 r/min para impulsar un compresor. El motor tiene una eficiencia y un factor de potencia a plena carga de 92 y 86 por ciento, respectivamente. Si el voltaje terminal se eleva a 2760 V mientras el motor opera a plena carga, determine el efecto (incremento o disminución) en
- a. La potencia mecánica suministrada por el motor.
 - b. El par o momento de torsión del motor.
 - c. La velocidad de rotación.
 - d. La corriente a plena carga.
 - e. El factor de potencia y la eficiencia.
 - f. El momento de torsión de arranque.
 - g. La corriente de arranque.
 - h. El par o momento de torsión máximo.
 - i. La elevación de la temperatura del motor.
 - j. El flujo por polo.
 - k. La corriente de excitación.
 - l. Las pérdidas en el hierro.
- 13-34 Un motor de inducción lineal trifásico de 60 Hz tiene que alcanzar una velocidad tope sin carga de 12 m/s y debe desarrollar un impulso en reposo de 10 kN. Calcule el paso por polo requerido y la pérdida I^2R mínima en el rotor, en reposo.

Aplicación industrial

- 13-35 Un motor de inducción trifásico de 10 hp, 575 V, 1160 r/min y 60 Hz tiene un rotor de aluminio, similar al mostrado en la figura 13.3a. En un torno se rebajan las aletas de enfriamiento de los anillos colectores y también una parte de éstos, para hacerlos menos gruesos. ¿Qué efecto tendrá esto en
- La velocidad a plena carga del motor?
 - El par o momento de torsión de arranque?
 - La elevación de la temperatura a plena carga?
- 13-36 El estator de un motor de inducción trifásico de 600 hp, 1160 r/min, 575 V y 60 Hz tiene 90 ranuras, un diámetro interno de 20 pulgadas y una longitud axial de 16 pulgadas.

Calcule

- El número de bobinas del estator.
 - El número de bobinas por fase.
 - El número de bobinas por grupo.
 - El paso de bobina (en milímetros).
 - El área de un polo.
 - El flujo por polo si la densidad de flujo promedio es de 0.54 T.
- 13-37 Un motor de inducción trifásico de rotor devanado de 25 hp, 1183 r/min, 575 V y 60 Hz produce en reposo 320 V entre las líneas del rotor con circuito abierto. Se sabe que la caída de voltaje RMS en las

- escobillas es de aproximadamente 0.6 V. Estime la velocidad sin carga del motor.
- 13-38 El rotor de un motor de inducción de 60 hp, 1760 r/min y 60 Hz tiene 117 barras y un diámetro de 11 pulgadas. Calcule la fuerza promedio de cada barra (en newtons) cuando el motor funciona a plena carga.
- 13-39 El estator de un motor de rotor devanado de 2 polos es alimentado por una fuente trifásica de 50 Hz. Si el rotor se conecta a una fuente trifásica de 11 Hz, ¿a qué velocidades puede girar? Si el motor opera a la velocidad más baja, ¿la fuente de 11 Hz absorbe o suministra potencia activa?
- 13-40 Un generador de inducción doblemente alimentado funciona a velocidad supersíncrona. ¿El rotor suministra o absorbe potencia activa de la fuente a la cual está conectado?
- 13-41 El estator de un motor de inducción de 4 polos doblemente alimentado está conectado a una fuente trifásica de 60 Hz. Un tacómetro indica que el rotor está funcionando a una velocidad de 2367 r/min. Un vatímetro trifásico insertado en el alimentador al estator indica un flujo de potencia activa de 460 kW. Calcule
- La frecuencia de la fuente que está conectada al rotor.
 - La potencia mecánica aproximada desarrollada por el motor.

CAPÍTULO 14

Selección y aplicación de las máquinas de inducción trifásicas

14.0 Introducción

Ya hemos visto que las máquinas de inducción trifásicas pueden operar como motores o generadores.

Al adquirir un motor de inducción para un uso particular, con frecuencia descubrimos que varios tipos pueden satisfacer nuestras necesidades, así que debemos elegir uno. Por lo general, la selección se simplifica porque el fabricante del torno, ventilador, bomba, etc., indica el tipo de motor más adecuado para impulsar la carga. No obstante, es útil tener un cierto grado de conocimiento sobre la construcción y las características básicas de los diversos tipos de motores de inducción trifásicos que están disponibles en el mercado.

En este capítulo también abordaremos algunas aplicaciones especiales de las máquinas de inducción, como generadores asincrónicos y convertidores de frecuencia. Estos interesantes dispositivos permitirán que el lector entienda mejor las máquinas de inducción en general.

14.1 Estandarización y clasificación de motores de inducción*

Las estructuras de todos los motores industriales de menos de 500 hp tienen dimensiones estándar. De esta

manera, podemos reemplazar un motor de 25 hp, 1725 r/min y 60 Hz de un fabricante por uno de cualquier otro fabricante, sin tener que cambiar los orificios de montaje, la altura del eje o el tipo de acoplamiento. La estandarización no sólo comprende las dimensiones de las estructuras, también limita los valores de las características eléctricas, mecánicas y térmicas. Por lo tanto, los motores deben satisfacer requerimientos mínimos en cuanto a momento de torsión de arranque, corriente con el rotor bloqueado, capacidad de sobrecarga y elevación de temperatura.

14.2 Clasificación según el ambiente y métodos de enfriamiento

Los motores se agrupan en varias categorías, según el ambiente en el que operan. Limitaremos nuestro análisis a cinco clases importantes.

1. Motores a prueba de goteo. El armazón de un motor a prueba de goteo protege los devanados contra escurrimientos de líquidos y partículas sólidas que caen a un cierto ángulo entre 0 y 15 grados con respecto a la vertical. Los motores son enfriados mediante un ventilador directamente acoplado al motor. A través de las ranuras de ventilación del armazón se dirige aire

* En Estados Unidos, los estándares son establecidos por la National Electrical Manufacturers Association (NEMA) y aparecen en su publicación MG-1 titulada *Motors and*

Generators. En Canadá, los estándares son establecidos por la Canadian Standards Association (CSA) y aparecen en su publicación C 154. Ambos estándares son básicamente idénticos.

fresco hacia el interior del motor para enfriar los devanados y luego es expelido. La elevación de temperatura máxima permisible (medida por el cambio de la resistencia del devanado) puede ser de 60 °C, 80 °C, 105 °C o 125 °C, según el tipo de aislamiento utilizado en los devanados. Los motores a prueba de goteo (Fig. 14.1) se pueden utilizar en la mayoría de los lugares.

2. Motor a prueba de salpicaduras. El armazón de un motor a prueba de salpicaduras protege los devanados contra goteos de líquidos y partículas sólidas que caen a un cierto ángulo entre 0 y 100° con respecto a la vertical. El enfriamiento es similar al de los motores a prueba de goteo y la elevación de la temperatura máxima también es la misma. Estos motores se utilizan principalmente en sitios húmedos.

3. Motores totalmente cerrados sin ventilación. Estos motores tienen armazones cerrados que evitan el libre intercambio de aire entre el interior y el exterior de la caja. Están diseñados para lugares muy húmedos y polvorrientos. La capacidad de la mayoría de estos motores es de menos de 10 kW porque es difícil eliminar el calor que producen las grandes máquinas. Las pérdidas del motor se disipan por convección y radiación naturales del armazón. La elevación de temperatura admisible es de 65 °C, 85 °C, 110 °C o 130 °C, según la clase de aislamiento (vea la figura 14.2).

4. Motores totalmente cerrados enfriados por ventilador. Por lo general, los motores de mediana y alta po-

tencia que están totalmente cerrados son enfriados por una ráfaga externa de aire. Un ventilador externo, directamente acoplado al eje, sopla el aire sobre el armazón nervado del motor (Fig. 14.3). Una cubierta concéntrica externa impide el contacto físico con el ventilador y dirige la corriente de aire. La elevación de temperatura es la misma que para los motores a prueba de goteo.

5. Motores a prueba de explosión. Los motores a prueba de explosión se utilizan en entornos altamente inflamables o explosivos, como minas de carbón,



Figura 14.2

En primer plano se muestran dos motores de jaula sin ventilación totalmente cerrados (TENV, por sus siglas en inglés) de 2 hp y 1725 r/min, y en segundo plano dos motores enfriados por ventilador totalmente cerrados (TEBC, por sus siglas en inglés) de 30 hp y 1780 r/min. Estos motores trifásicos de 460 V están hechos para operar a velocidades variables que van de unas cuantas revoluciones por minuto a cerca de 3 veces la velocidad nominal.

Los motores de 2 hp tienen una corriente a plena carga de 2.9 A, eficiencia de 84 por ciento y factor de potencia de 76 por ciento. Otras características: corriente sin carga: 1.7 A; corriente con el rotor bloqueado: 26 A; momento de torsión con el rotor bloqueado: 4.2 pu; momento de torsión máximo: 5.0 pu; factor de servicio: 1.0; peso total: 39 kg; longitud total incluido el eje: 377 mm; altura total: 235 mm.

Los motores de 30 hp tienen una corriente a plena carga de 34 A, eficiencia de 93 por ciento y factor de potencia de 84 por ciento. Otras características: corriente sin carga: 12 A; corriente con el rotor bloqueado: 214 A; momento de torsión con el rotor bloqueado: 1.6 pu; par o momento de torsión máximo: 2.84 pu; factor de servicio: 1.0; peso total: 200 kg; longitud total incluido el eje: 834 mm; altura total: 365 mm.

(Cortesía de Baldor Electric Company)



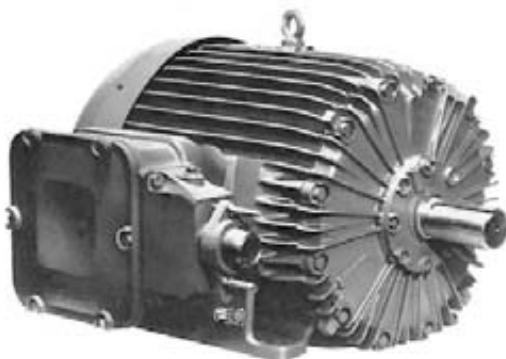
Figura 14.1

Motor de inducción trifásico de jaula de ardilla, a prueba de goteos y energéticamente eficiente, de 230 V/460 V, 3 hp, 1750 r/min, 60 Hz.
(Cortesía de Gould)

**Figura 14.3**

Motor de inducción trifásico totalmente cerrado y enfriado por ventilador, de 350 hp, 1760 r/min, 440 V y 60 Hz.

(Cortesía de Gould)

**Figura 14.4**

Motor a prueba de explosión, enfriado por ventilador, totalmente encerrado. Observe la construcción particularmente resistente de este tipo de motor.

(Cortesía de Brook Crompton-Parkinson Ltd)

refinerías de petróleo y elevadores de granos. Están total pero no herméticamente cerrados y los armazones están diseñados para soportar la enorme presión que se puede acumular en el interior del motor a causa de una explosión interna. Además, las bridas de las campanas terminales se hacen extralargas para enfriar los gases generados por semejante explosión. Las explosiones pueden iniciar por una chispa o un cortocircuito dentro de los devanados. La elevación de temperatura permisible es la misma que para los motores totalmente cerrados (vea la figura 14.4).

14.3 Clasificación de acuerdo con las propiedades eléctricas y mecánicas

Además de los diversos tipos de armazón mencionados, los motores de jaula de ardilla trifásicos pueden tener características eléctricas y mecánicas especiales, como se indica a continuación.

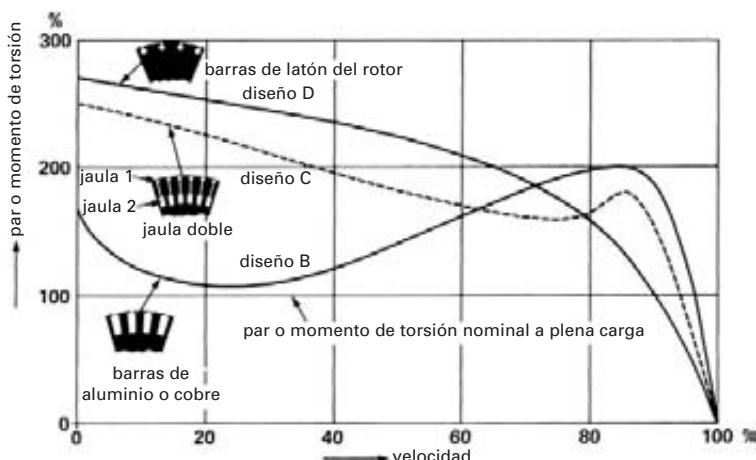
1. Motores con par o momento de torsión de rotor bloqueado estándar (NEMA Diseño B). La mayoría de los motores de inducción pertenecen a este grupo. El momento de torsión con el rotor bloqueado por unidad disminuye a medida que se incrementa el tamaño del motor. Por lo tanto, va de 1.3 a 0.7, conforme la potencia se incrementa de 20 hp a 200 hp (15 kW a 150 kW). La corriente con el rotor bloqueado correspondiente no deberá exceder de 6.4 veces la corriente nominal a plena carga. Estos motores de uso general se utilizan para impulsar ventiladores, bombas centrífugas, máquinas herramienta, etcétera.

2. Motores con alto par o momento de torsión de arranque (NEMA Diseño C). Estos motores se emplean en condiciones de arranque difíciles. Las bombas y los compresores de pistón que tienen que arrancar sometidos a carga son dos usos típicos. En el intervalo de 20 hp a 200 hp, el momento de torsión con el rotor bloqueado es 200% del par o momento de torsión a plena carga, lo que corresponde a un momento de torsión por unidad de 2. La corriente con el rotor bloqueado no deberá ser mayor a 6.4 veces la corriente nominal a plena carga.

En general, estos motores disponen de un rotor de doble jaula. El excelente desempeño de un rotor de doble jaula (Fig. 14.5) está basado en los hechos siguientes:

- a. La frecuencia de la corriente en el rotor disminuye conforme el motor adquiere velocidad.
- b. Un conductor colocado cerca de la superficie del rotor (jaula 1) tiene una reactancia inductiva más baja que la del rotor colocado en el núcleo de hierro (jaula 2).
- c. Los conductores de la jaula 1 son mucho más pequeños que los de la jaula 2.

Cuando el motor está conectado a la línea con el rotor detenido, la frecuencia de la corriente en el rotor es igual a la frecuencia de la línea. Debido a la alta reactancia inductiva de la jaula de ardilla 2, la corriente en el rotor fluye principalmente en las pequeñas barras de la jaula 1. Por lo tanto, la resistencia efectiva del motor es alta, y es básicamente igual a la de la jaula 1. En consecuencia, se desarrolla un alto momento de torsión de arranque.

**Figura 14.5**

Curvas características típicas de par o momento de torsión-velocidad de motores con diseños NEMA B, C y D. Cada curva corresponde a los valores NEMA mínimos de momento de torsión con rotor bloqueado, momento de torsión mínimo y momento de torsión máximo de un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla de 1800 r/min, 10 hp y 60 Hz. La sección transversal de los rotores respectivos indica el tipo de barras de rotor utilizado.

A medida que el motor se acelera, la frecuencia del rotor se reduce, lo que provoca que disminuya la reactancia inductiva de ambos devanados de jaula de ardilla. A velocidad nominal, la frecuencia del rotor es tan baja (por lo general, de 1 Hz) que la reactancia de ambos devanados es mínima. La corriente en el rotor está limitada entonces por la *resistencia* de las jaulas 1 y 2 que operan en paralelo. Como los conductores de la jaula 2 son mucho más grandes que los de la 1, la resistencia efectiva del rotor a velocidad nominal es mucho más baja que en reposo. Por esta razón, el rotor de doble jaula desarrolla tanto un alto par o momento de torsión de arranque como un bajo deslizamiento a plena carga.

A pesar de su alto par o momento de torsión, los motores de diseño C no se recomiendan para carga de arranque de alta inercia. La razón es que la mayoría de las pérdidas I^2R en el rotor durante el arranque están concentradas en la jaula 1. Por su pequeño tamaño, ésta tiende a sobrecalentarse y las barras pueden fundirse.

3. Motores de alto deslizamiento (NEMA Diseño D).

Por lo general, la velocidad nominal de los motores con diseño D de alto deslizamiento es de entre 85 y 95% de la velocidad síncrona. Estos motores se utilizan para acelerar cargas de alta inercia (como secadoras centrífugas), las cuales requieren un tiempo relati-

vamente largo para alcanzar su velocidad máxima. La jaula de alta resistencia está hecha de latón y en general los motores se diseñan para trabajo intermitente a fin de evitar el sobrecalentamiento.

La gran reducción de la velocidad con la carga creciente también es ideal para accionar máquinas herramienta de impacto que taladran láminas de metal. Cuando el trabajador inicia la operación, un embrague engancha el volante y hace que el punzón descienda y perfore la lámina.

Este tipo de perforaciones requiere una tremenda cantidad de potencia, que en ocasiones excede de 1000 hp. La razón es que la energía de punción es suministrada en una fracción de segundo. La energía es suministrada por el volante y no por el motor. Conforme el punzón realiza su trabajo, la velocidad del volante disminuye de inmediato, liberando así una gran cantidad de energía cinética en un tiempo muy corto. La velocidad del motor también se reduce considerablemente, junto con la del volante. Sin embargo, el diseño Clase D garantiza que la corriente absorbida de la línea a la velocidad más baja no excederá su valor nominal.

En cuanto se hace el agujero, la única carga en el motor es el volante, que otra vez va adquiriendo velocidad gradualmente. Durante el periodo de aceleración, el motor proporciona energía al volante y de ese modo restaura la energía que perdió durante el impacto. Un

motor poderoso acelerará rápidamente el volante y permitirá la operación rápida y repetitiva de la prensa punzonadora. Por otra parte, si la velocidad de repetición es baja, un motor mucho más pequeño será suficiente; sólo requerirá más tiempo para acelerar el volante.

Las curvas de momento de torsión-velocidad de la figura 14.5 nos permiten comparar las características de los motores con diseños NEMA B, C y D. También se muestra la construcción del rotor y se ve que las propiedades que la distinguen se obtienen cambiando el diseño del rotor. Por ejemplo, si se incrementa la resistencia del rotor (utilizando latón en lugar de cobre o aluminio), el momento de torsión con el rotor bloqueado se incrementa, pero la velocidad con el momento de torsión nominal es más baja.

14.4 Selección de la velocidad del motor

La selección de la velocidad de un motor está un tanto limitada porque la velocidad sincrónica de los motores de inducción cambia radicalmente, según la frecuencia y el número de polos. Por ejemplo, es imposible construir un motor de inducción convencional que tenga una eficiencia aceptable y que gire a una velocidad de, por ejemplo, 2000 r/min con un suministro de 60 Hz. Tal motor requeriría 2 polos y una velocidad sincrónica correspondiente de 3600 r/min. El deslizamiento de $(3600 - 2000)/3600 = 0.444$ indica que el 44.4% de la potencia suministrada al rotor se disiparía como calor (vea la sección 13.13).

La velocidad del motor está determinada obviamente por la velocidad de la máquina que tiene que impulsar. Sin embargo, en el caso de máquinas de baja velocidad, a menudo es preferible utilizar un motor de alta velocidad y una caja de velocidades en lugar de acoplar directamente un motor de baja velocidad a la carga. Al utilizar una caja de velocidades se obtienen varias ventajas, como las siguientes:

1. Para una salida de potencia dada, el tamaño y costo de un motor de alta velocidad es menor

que el de uno de baja velocidad, y su eficiencia y factor de potencia son mayores.

2. El momento de torsión con el rotor bloqueado de un motor de alta velocidad siempre es mayor (como un porcentaje del momento de torsión a plena carga) que el de un motor similar de baja velocidad de igual potencia.

A guisa de ejemplo, la tabla 14A compara las propiedades de dos motores de inducción trifásicos totalmente cerrados y enfriados por ventilador, de 10 hp y 60 Hz, que tienen diferentes velocidades sincrónas. La sola diferencia en el precio justificaría el uso de un motor de alta velocidad y una caja de velocidades para propulsar un carga que opera a, por ejemplo, 900 r/min.

Cuando el equipo tiene que operar a velocidades muy bajas (100 r/min o menos), una caja de velocidades es obligatoria. A menudo los engranes forman parte integral del motor, lo que hace que la unidad sea muy compacta (Fig. 14.6).

Una caja de velocidades también es obligatoria cuando el equipo tiene que funcionar a más de 3600 r/min. Por ejemplo, en una aplicación industrial se utiliza una gran caja de velocidades para accionar un compresor centrífugo de 1200 hp, 5000 r/min acoplado a un motor de inducción de 3560 r/min.

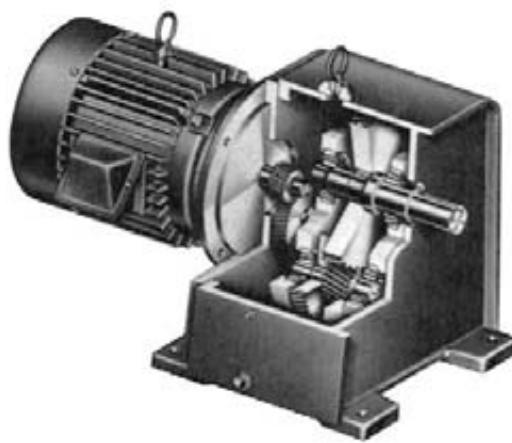
14.5 Motores de dos velocidades

El estator de un motor de inducción de jaula de ardilla se puede diseñar de modo que el motor pueda operar a dos diferentes velocidades. Estos motores con frecuencia se utilizan en prensas taladradoras, ventiladores y bombas. Una manera de obtener dos velocidades es devanar el estator con dos devanados distintos de, por ejemplo, 4 y 6 polos. El problema es que sólo opera un devanado a la vez y por lo tanto sólo se utiliza la mitad del cobre insertado en las ranuras.

Sin embargo, se han inventado devanados especiales por medio de los cuales se cambia la velocidad simplemente cambiando las conexiones externas del

TABLA 14A COMPARACIÓN ENTRE DOS MOTORES DE DIFERENTES VELOCIDADES

Potencia		Velocidad síncrona	Factor de potencia	Eficiencia	Torsión con rotor bloqueado	Masa	Precio (2004)
hp	kW	r/min	%	%	%	kg	U.S. \$
10	7.5	3600	89	90	150	50	715
10	7.5	900	75	85	125	170	2300

**Figura 14.6**

Motor de engranajes de 2.25 kW, 1740 r/min, 60 Hz. El momento de torsión y velocidad de salida son respectivamente de 172 N·m y 125 r/min.
(Cortesía de Reliance Electric)

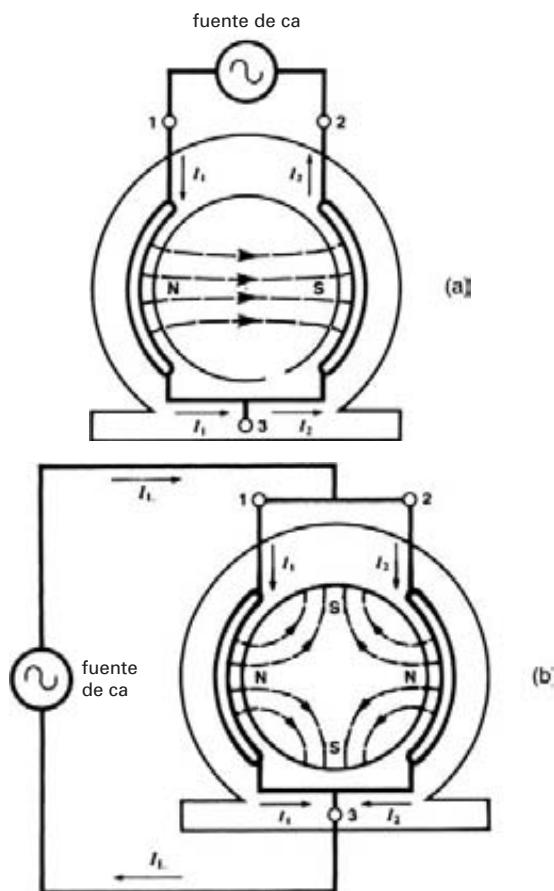
estator. Las velocidades síncronas obtenidas son por lo general de proporción 2:1 (3600/1800 r/min), 1200/600 r/min, etc.). La creación de *polos consecuentes* produce la velocidad más baja.

Considere, por ejemplo, una fase de un motor trifásico de tres polos (Fig. 14.7a). Cuando los dos polos están conectados en serie a una fuente de ca de 60 Hz, la corriente I_1 fluye hacia la terminal 1 y la corriente $I_2 (= I_1)$ sale de la terminal 2. Como resultado, se crea un polo N y un polo S y el patrón del flujo es el mostrado. La velocidad síncrona es

$$\begin{aligned} n_s &= 120f/p = 120 \times 60/2 \\ &= 3600 \text{ r/min} \end{aligned}$$

Observe que cada polo abarca sólo un cuarto de la circunferencia del estator en lugar de la mitad usual. Esto se logra utilizando un paso de bobina igual a 50 por ciento del paso polar.

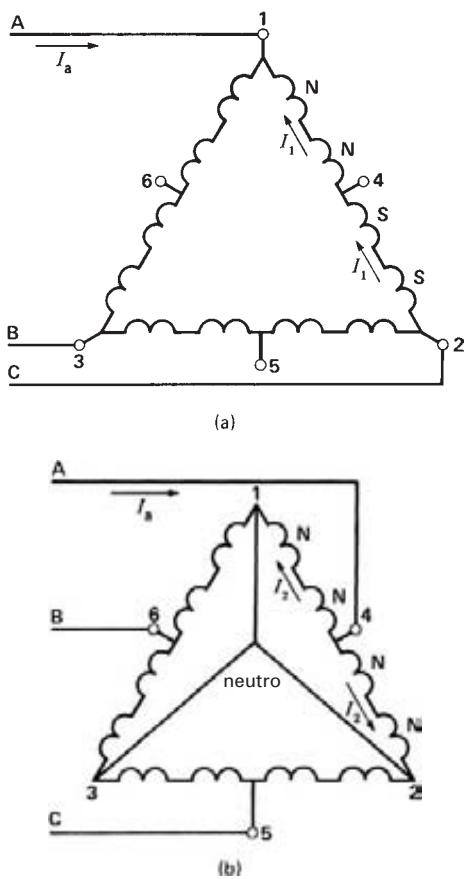
Conectemos ahora los dos polos en paralelo, como se muestra en la figura 14.7b. En este caso, en el instante en que la corriente I_1 fluye hacia la terminal 1, la I_2 lo hace hacia la terminal 2. Por consiguiente, los dos devanados crean dos polos N.

**Figura 14.7**

a. Dos bobinas de paso corto conectadas en serie producen un motor de 2 polos.

b. Cuando las bobinas se conectan en paralelo, se produce un motor de 4 polos. Dos de los polos son consecuentes.

Como cada polo N debe ir acompañado por un polo S, se deduce que aparecerán dos polos S entre los polos N. Los polos sur creados de esta ingeniosa manera se llaman *polos consecuentes*. La nueva conexión produce 4 polos en total, y la velocidad síncrona es de 1800 r/min. Por lo tanto, podemos duplicar el número de polos simplemente cambiando las conexiones del estator. Es en este principio en el que se basa la construcción de los motores de 2 velocidades.

**Figura 14.8**

- Conexión de alta velocidad de un estator trifásico, que produce 4 polos.
- Conexión de baja velocidad del mismo motor, que produce 8 polos.

La figura 14.8 muestra las conexiones del estator de un motor trifásico de 2 velocidades, 4 polos/8 polos. Seis conductores, numerados del 1 al 6, salen del devanado del estator. Para la conexión de alta velocidad, se aplica potencia a las terminales 1-2-3 y las 4-5-6 se abren. La conexión delta resultante produce 4 polos por fase que tienen dos polos N y dos S (Fig. 14.8a). Observe que los cuatro polos están conectados en serie.

La conexión de baja velocidad se realiza poniendo en cortocircuito las terminales 1-2-3 y aplicando potencia a las 4-5-6. La doble conexión en Y resultante produce de nuevo 4 polos por fase, pero ahora todos poseen la misma polaridad (Fig. 14.8b).

Los motores de dos velocidades tienen una eficiencia y un factor de potencia relativamente más bajos que los de una velocidad. Pueden ser diseñados para desarrollar (a ambas velocidades) ya sea una potencia constante, un momento de torsión constante o un momento de torsión variable. La selección depende de la carga que se tenga que impulsar.

Los motores de 2 velocidades descritos hasta ahora tienen relaciones de polos de 2:1. Si el motor impulsa un ventilador, éste puede ser un cambio de velocidad demasiado grande. La razón es que la potencia de un ventilador varía con el cubo de la velocidad. Por consiguiente, si la velocidad se reduce a la mitad, la potencia disminuye a un octavo, lo que con frecuencia es demasiado bajo como para ser de interés.

Para superar este problema, algunos devanados trifásicos se diseñan para obtener relaciones de polos más bajas, por ejemplo, 8/10, 14/16, 26/28, 10/14 y 38/46. Estos motores de *modulación de amplitud por polos* o PAM (por sus siglas en inglés) son particularmente útiles para impulsar ventiladores de 2 velocidades en el intervalo de cientos de caballos de fuerza y más. Los motores PAM permiten una reducción moderada de la potencia del ventilador con sólo reconnectar los devanados para producir la velocidad más baja.

14.6 Características del motor de inducción bajo varias condiciones de carga

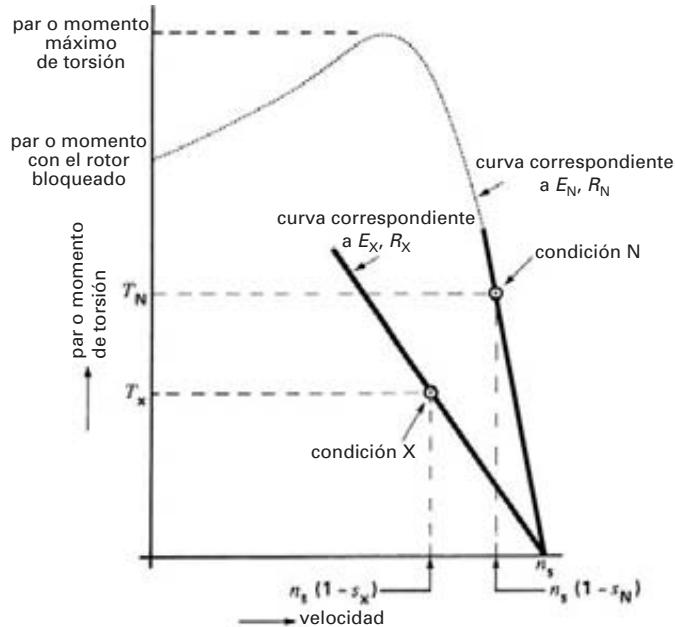
Las curvas completas de momento de torsión-velocidad mostradas en la figura 14.5 son importantes, pero hay que tener en cuenta que la mayor parte del tiempo un motor funciona casi a velocidad síncrona, produciendo así un momento de torsión que varía desde cero hasta un momento de torsión T_n a plena carga. Por lo tanto, sucede que entre estos límites la curva de momento de torsión-velocidad es en esencia una línea recta (Fig. 14.9). La pendiente de la línea depende principalmente de la resistencia del rotor (mientras más baja es la resistencia, más inclinada es la pendiente).

De hecho, se puede demostrar que a frecuencia nominal, el deslizamiento s , el momento de torsión T , el voltaje de línea E y la resistencia R del rotor están relacionados por la expresión

$$s = kTR/E^2 \quad (14.1)$$

donde k es una constante que depende de la construcción del motor.

Esta expresión nos permite establecer una fórmula simple que muestra cómo el voltaje de línea y la resis-

**Figura 14.9**

La curva de momento de torsión-velocidad es en esencia una línea recta entre los puntos de operación sin carga y de momento de torsión nominal.

tencia del rotor afectan el comportamiento del motor cuando se encuentra sometido a carga. En realidad, una vez que conocemos las características de un motor para una condición de carga dada, podemos predecir su velocidad, momento de torsión, potencia, etc., para cualquier otra condición de carga. Estas cantidades están relacionadas por la fórmula

$$s_x = s_n \left[\frac{T_x}{T_n} \right] \left[\frac{R_x}{R_n} \right] \left[\frac{E_n}{E_x} \right]^2 \quad (14.2)$$

donde

n = subíndice que se refiere a las condiciones de carga iniciales o dadas (las condiciones dadas pueden corresponder a la capacidad nominal del motor)

x = subíndice que se refiere a las nuevas condiciones de carga

s = deslizamiento

T = par o momento de torsión [N·m]

R = resistencia del rotor [Ω]

E = voltaje del estator [V]

Al aplicar la fórmula, la única restricción es que el nuevo momento de torsión T_x no debe ser mayor que

$T_n(E_x/E_n)^2$. En estas condiciones, la ecuación 14.2 da una precisión de más de 5 por ciento, la cual es suficiente en la mayoría de los problemas prácticos.

Ejemplo 14-1

Un motor de inducción trifásico de 208 V cuya velocidad síncrona es de 1200 r/min funciona a 1140 r/min cuando se conecta a una línea de 215 V e impulsa una carga de par o momento de torsión constante. Calcule la velocidad si el voltaje se incrementa a 240 V.

Solución

El deslizamiento a 215 V es

$$\begin{aligned} s &= (n_s - n)/n_s \\ &= (1200 - 1140)/1200 \\ &= 424 \text{ kJ} \end{aligned}$$

Cuando el voltaje se eleva a 240 V, el momento de torsión de la carga y la resistencia del rotor no cambian. Por consiguiente, al aplicar la ecuación 14.2, podemos escribir

$$\begin{aligned} s_x &= s_n (E_n/E_x)^2 = 0.05 (215/240)^2 \\ &= 0.04 \end{aligned}$$

Por lo tanto, la velocidad de deslizamiento es,

$$0.04 \times 1200 = 48 \text{ r/min}$$

La nueva velocidad a 240 V es

$$n_x = 1200 - 48 = 1152 \text{ r/min}$$

Ejemplo 14-2

Un motor de inducción trifásico de 8 polos que impulsa un compresor funciona a 873 r/min inmediatamente después de que se conecta a una línea fija de 460 V y 60 Hz. La temperatura inicial del rotor frío es de 23 °C. La velocidad se reduce a 864 r/min después de que la máquina ha funcionado durante varias horas.

Calcule

- La resistencia del rotor en función de la resistencia en frío.
- La temperatura caliente aproximada de las barras de cobre del rotor.

Solución

- La velocidad síncrona es

$$n_s = 120 f/p = 120 \times 60/8 = 900 \text{ r/min}$$

Los deslizamientos inicial y final son

$$s_n = (900 - 873)/900 = 0.03$$

$$s_x = (900 - 864)/900 = 0.04$$

El voltaje y el par o momento de torsión son fijos; por lo tanto, el cambio de velocidad se debe por completo al cambio de la resistencia del rotor.

Por consiguiente, podemos escribir

$$s_x = s_n (R_x/R_n)$$

$$0.04 = 0.03 (R_x/R_n)$$

$$R_x = 1.33 R_n$$

La resistencia del rotor caliente es 33% mayor que la resistencia del rotor frío.

- La temperatura del rotor caliente es

$$\begin{aligned} t_2 &= \frac{R_2}{R_1} (234 + T_1) - 234 & (6.5) \\ &= 1.33 (234 + 23) - 234 \\ &= 108^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Ejemplo 14-3

Un motor de inducción trifásico con rotor devanado de 4 polos tiene una capacidad de 110 kW, 1760 r/min, 2.3 kV y 60 Hz. Tres resistores externos de 2 Ω se conectan en Y a través de los anillos colectores del rotor. En estas condiciones el motor desarrolla un par o momento de torsión de 300 N·m a una velocidad de 1000 r/min.

- Calcule la velocidad con un par o momento de torsión de 400 N·m.
- Calcule el valor de los resistores externos de modo que el motor desarrolle 10 kW a 200 r/min.

Solución

- Las condiciones dadas son

$$T_n = 300 \text{ N·m}$$

$$s_n = (1800 - 1000)/1800 = 0.444$$

Con todas las demás condiciones fijas, con un momento de torsión de 400 N·m tenemos lo siguiente:

$$\begin{aligned} s_x &= s_n (T_x/T_n) = 0.444 (400/300) \\ &= 0.592 \end{aligned}$$

La velocidad de deslizamiento = $0.592 \times 1800 = 1066$ r/min. Por consiguiente, la velocidad del motor es

$$\begin{aligned} n &= 1800 - 1066 \\ &= 734 \text{ r/min} \end{aligned}$$

Observe que la velocidad disminuye de 1000 r/min a 734 r/min conforme se incrementa la carga.

- El par o momento de torsión correspondiente a 10 kW a 200 r/min es

$$\begin{aligned} T_x &= 9.55 P/n & (3.5) \\ &= 9.55 \times 10000/200 \\ &= 478 \text{ N·m} \end{aligned}$$

El par o momento de torsión nominal es

$$\begin{aligned} T_{\text{nominal}} &= 9.55 P/n \\ &= 9.55 \times 110000/1760 \\ &= 597 \text{ N·m} \end{aligned}$$

Como T_x es menor que T_{nominal} , podemos aplicar la ecuación 14.2. El deslizamiento es

$$s_x = (1800 - 200)/1800 = 0.89$$

de acuerdo con la ecuación 14.2, con todas las demás condiciones fijas tenemos

$$\begin{aligned}s_x &= s_n (T_x/T_n) (R_x/R_n) \\ 0.89 &= 0.44 (478/300) (R_x/2)\end{aligned}$$

y por lo tanto

$$R_x = 2.5 \Omega$$

Tres resistores de 2.5Ω conectados en Y en el rotor del circuito permitirán que el motor desarrolle 10 kW a 200 r/min.

14.7 Arranque de un motor de inducción

Las cargas de alta inercia someten a esfuerzo a los motores de inducción porque prolongan el periodo de arranque. La corriente de arranque tanto en el estator como en el rotor es alta durante este intervalo, por lo que el sobrecalentamiento llega a ser un problema importante. En el caso de motores de varios miles de caballos de fuerza, un periodo de arranque prolongado puede incluso sobrecargar la línea de transmisión que alimenta la planta donde está instalado el motor. El voltaje de línea puede reducirse por debajo de lo normal durante muchos segundos, afectando así otras cargas conectadas. Para aligerar el problema, los motores de inducción con frecuencia son arrancados con un voltaje reducido. Esto limita la potencia absorbida por el motor y por consiguiente reduce la caída del voltaje de línea así como el grado de calentamiento de los devanados. El voltaje reducido prolonga el tiempo de arranque, pero por lo general esto no es importante. Sin embargo, ya sea que el tiempo de arranque sea largo o corto, vale la pena recordar la siguiente regla para un motor sin carga mecánica:

Regla 1 - El calor disipado en el rotor durante el periodo de arranque (desde la velocidad cero hasta la velocidad nominal final) es igual a la energía cinética final almacenada en las partes rotatorias.

Esta regla se cumple, independientemente del voltaje en el estator o la curva de momento de torsión-velocidad del motor. Por lo tanto, si un motor acelera un volante muy grande y si la energía almacenada en éste es de 5000 joules, el rotor habrá disipado 5000 joules en forma de calor. Dependiendo del tamaño del rotor y de su sistema de enfriamiento, esta energía podría fácilmente producir sobrecalentamiento.

14.8 Detención de un motor de inducción mediante inversión del campo

En algunas aplicaciones industriales es necesario determinar rápidamente el motor de inducción y su carga. Esto se puede hacer intercambiando dos conductores del estator, para que el campo rotatorio gire de repente en la dirección opuesta al rotor. Durante este periodo de inversión de la rotación, el motor actúa como freno.

Absorbe energía cinética de la carga que aún está girando y hace que se reduzca la velocidad. La potencia mecánica P_m asociada se disipa por completo como calor en el rotor. Desafortunadamente, el rotor también continúa recibiendo potencia electromagnética P_r del estator, la que también se disipa como calor (Fig. 14.10). Por consiguiente, la inversión de la rotación produce pérdidas I^2R en el rotor que incluso exceden las que ocurren cuando éste está bloqueado. Los motores no se deben detener mediante inversión de la rotación con demasiada frecuencia porque las altas temperaturas en el rotor pueden fundir sus barras o sobrecalentar el devanado del estator. A este respecto, vale la pena recor-

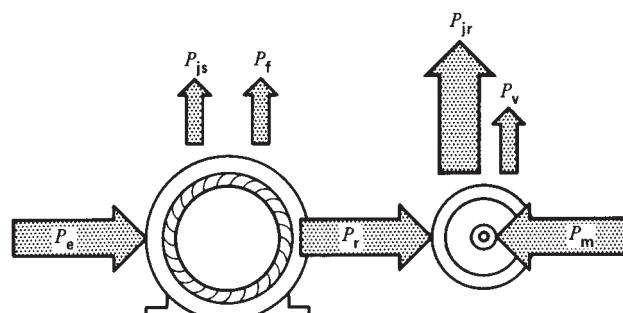


Figura 14.10

Cuando se invierte la rotación de un motor de inducción, las pérdidas I^2R en el rotor son muy altas.

dar la siguiente regla en cuanto a la inversión de la rotación de un motor sin carga mecánica:

Regla 2 - El calor disipado en el rotor durante el periodo de inversión de la rotación (desde la velocidad nominal inicial hasta la velocidad cero) es tres veces la energía cinética original de todas las partes rotatorias.

Ejemplo 14-4

Un motor de 100 kW, 60 Hz, 1175 r/min está acoplado a un volante por medio de una caja de velocidades. La energía cinética de todas las partes rotatorias es de 300 kJ cuando el motor funciona a velocidad nominal. Se invierte la rotación del motor para detenerlo y se permite que funcione hasta 1175 r/min en la dirección inversa. Calcule la energía disipada en el rotor si el volante es la única carga.

Solución

Durante el periodo de inversión de la rotación, la velocidad del motor se reduce de 1175 r/min a cero. El calor disipado en el rotor es $3 \times 300 \text{ kJ} = 900 \text{ kJ}$. El motor se acelera entonces hasta la velocidad nominal en la dirección inversa. La energía disipada en el rotor durante este periodo es de 300 kJ. Por lo tanto, invirtiendo la velocidad de esta manera, el calor total disipado en el rotor de principio a fin es de $900 + 300 = 1200 \text{ kJ}$.

14.9 Frenado con corriente directa

Un motor de inducción y alta carga de inercia también se puede detener inmediatamente haciendo circular una corriente directa en el devanado del estator. Dos terminales cualesquiera del estator se pueden conectar a la fuente de cd.

La corriente directa produce polos N, S estacionarios en el estator. El número de polos creados es igual al número de polos que el motor desarrolla normalmente. Así pues, un motor de inducción trifásico de 4 polos produce 4 polos de cd, sin importar cómo se conecten las terminales del motor a la fuente de cd.

Cuando el rotor pasa enfrente del campo estacionario, se induce un voltaje de ca en sus barras. El voltaje produce una corriente de ca y las pérdidas I^2R resultantes en el rotor se disipan a expensas de la energía cinética almacenada en las partes rotatorias. El motor finalmente se detiene cuando toda la energía cinética se ha disipado como calor en el rotor.

La ventaja del frenado con corriente directa es que produce mucho menos calor que la inversión de rotación. De hecho, la energía disipada en el rotor es igual a la energía cinética original almacenada en las masas rotatorias y no tres veces dicha energía. La energía disipada en el rotor es independiente de la magnitud de la corriente directa. Sin embargo, una corriente directa más pequeña incrementa el tiempo de frenado. La corriente directa puede ser dos o tres veces la corriente nominal del motor. Se pueden utilizar valores aún más grandes, siempre que el estator no se caliente demasiado. El momento de torsión de frenado es proporcional al cuadrado de la corriente directa de frenado.

Ejemplo 14-5

Un motor de inducción trifásico de 50 hp, 1760 r/min y 440 V impulsa una carga que tiene un momento total de inercia de $25 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$. La resistencia a la corriente directa entre dos terminales del estator es de 0.32Ω y la corriente nominal en el motor es de 62 A. Necesitamos detener el motor conectando una batería de 24 V en las terminales.

Calcule

- La corriente directa en el estator.
- La energía disipada en el rotor.
- El par o momento de torsión de frenado promedio si el tiempo de detención es de 4 min.

Solución

- La corriente directa es

$$I = E/R = 24/0.32 = 75 \text{ A}$$

Esta corriente es ligeramente mayor que la corriente nominal del motor. Sin embargo, el estator no se calentará, porque el tiempo de frenado es menor.

- La energía cinética en el rotor y la carga a 1760 r/min es

$$\begin{aligned} E_k &= 5.48 \times 10^{-3} Jn^2 & (3.8) \\ &= 5.48 \times 10^{-3} \times 25 \times 1760^2 \\ &= 424 \text{ kJ} \end{aligned}$$

Por consiguiente, el rotor absorbe 424 kJ durante el periodo de frenado.

- c. El momento de torsión de frenado promedio T se puede calcular con la ecuación

$$\Delta n = 9.55 T \Delta t / J \quad (3.14)$$

$$1760 = 9.55 T \times (4 \times 60) / 25$$

$$T = 19.2 \text{ N}\cdot\text{m}$$

14.10 Condiciones anormales

La operación anormal de un motor puede ser provocada por problemas internos (cortocircuito en el estator, sobrecalentamiento de los cojinetes, etc.) o a condiciones externas. Los problemas externos pueden originarse por cualquiera de las siguientes causas:

1. Sobrecarga mecánica
2. Cambios del voltaje de suministro
3. Cambio a una sola fase
4. Cambios de frecuencia

Examinaremos la naturaleza de estos problemas en las secciones siguientes.

De acuerdo con las normas de los Estados Unidos, un motor operará satisfactoriamente con cualquier voltaje dentro de $\pm 10\%$ del voltaje nominal, y a cualquier frecuencia dentro de $\pm 5\%$ de la frecuencia nominal. Si el voltaje y la frecuencia varían, la suma de los cambios en porcentaje no debe ser mayor a 10 por ciento. Por último, todos los motores se diseñan para operar satisfactoriamente a altitudes de hasta 1000 m sobre el nivel del mar. A mayores altitudes la temperatura puede exceder los límites permisibles a causa del deficiente enfriamiento provisto por el aire más delgado.

14.11 Sobrecarga mecánica

Aun cuando los motores de inducción estándar pueden desarrollar hasta dos veces su potencia nominal durante períodos cortos, no deben funcionar continuamente por encima de su capacidad nominal. Las sobrecaargas provocan sobrecalentamiento, el cual deteriora el aislamiento y reduce la vida útil del motor. En la práctica, la sobrecarga dispara los relevadores de sobrecarga térmica localizados en la caja de arranque y el motor se detiene antes de que su temperatura se eleve demasiado.

Algunos motores a prueba de goteo están diseñados para soportar una sobrecarga continua de 15 por ciento. Esta capacidad de sobrecarga aparece en la placa de identificación multiplicada por el *factor de servicio* de 1.15. Por lo tanto, la elevación de temperatura permisiva

ble es 10°C más alta que la permitida para motores a prueba de goteo que operan con carga normal.

En una emergencia se puede hacer que un motor a prueba de goteo soporte sobrecargas de hasta 125 por ciento, en tanto se disponga de ventilación externa suplementaria. Esto no se recomienda durante períodos largos porque aun cuando el armazón esté frío, la temperatura de los devanados puede ser excesiva.

14.12 Cambios del voltaje de línea

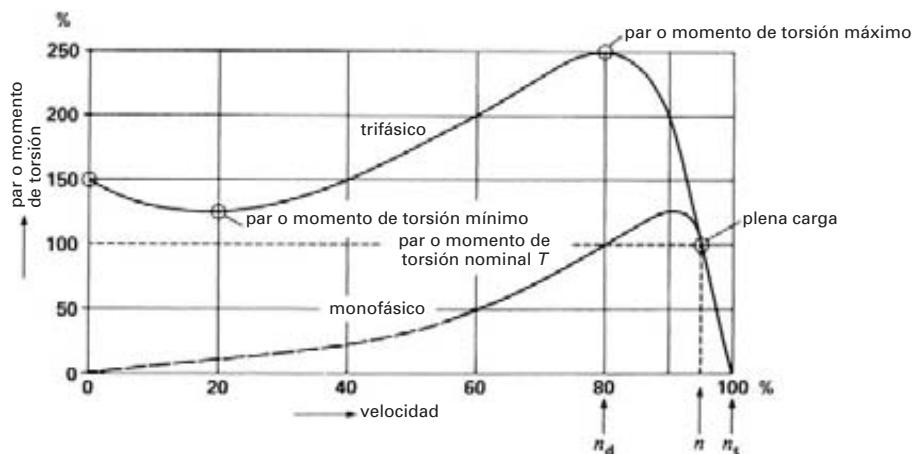
La consecuencia más importante de un cambio del voltaje de línea es su efecto en la curva de momento de torsión-velocidad del motor. De hecho, el momento de torsión a cualquier velocidad es proporcional al *cuadrado* del voltaje aplicado. Por lo tanto, si el voltaje en el estator disminuye 10%, el momento de torsión a cualquier velocidad disminuirá en aproximadamente 20%. A menudo se produce una caída del voltaje de línea durante el arranque, a causa de la excesiva corriente de arranque absorbida de la línea. A consecuencia del voltaje más bajo, el momento de torsión de arranque puede ser mucho menor que su valor nominal.

Por otra parte, si el voltaje de línea es demasiado alto cuando el motor está funcionando, el flujo por polo estará por encima de lo normal. Para un motor que funciona a plena carga, esto incrementa tanto las pérdidas en el hierro como la corriente magnetizante, provocando así que la temperatura se incremente un poco y el factor de potencia se reduzca ligeramente.

Si los voltajes trifásicos están desequilibrados, pueden ocasionar un serio desequilibrio de las tres corrientes de línea. Esta condición incrementa las pérdidas en el estator y el rotor, y el resultado es una temperatura más alta. Un desequilibrio del voltaje de 3.5% puede hacer que la temperatura se incremente en 15°C . Es necesario notificar a la compañía de electricidad siempre que el voltaje de línea de una fase a otra difiera en más de 2 por ciento.

14.13 Cambio a una sola fase

Si una fase de una línea trifásica se abre accidentalmente o si un fusible se funde mientras el motor trifásico está funcionando, la máquina continuará funcionando como *motor monofásico*. La corriente absorbida de las dos fases restantes casi se duplicará y el motor comenzará a sobrecalentarse. Los relevadores térmicos que protegen el motor activarán los cortacircuitos y el motor será desconectado de la línea.

**Figura 14.11**

Curvas de momento de torsión-velocidad típicas cuando un motor trifásico de jaula de ardilla opera normalmente y cuando opera con una sola fase.

La curva de momento de torsión-velocidad se ve seriamente afectada cuando un motor trifásico opera con una sola fase. El momento máximo de torsión disminuye en aproximadamente 40% de su valor original y el motor no desarrolla momento de torsión de arranque. Por consiguiente, un motor trifásico totalmente cargado simplemente puede detenerse si una de sus líneas se abre de pronto. La corriente resultante con el rotor bloqueado es de cerca del 90% de la corriente con el rotor bloqueado trifásico normal. Por lo tanto, es suficientemente grande para activar el cortacircuito o para fundir los fusibles.

La figura 14.11 muestra las curvas de momento de torsión-velocidad típicas de un motor trifásico cuando funciona normalmente y cuando está cambiando a una sola fase. Observe que las curvas aparecen muy cerca una de la otra hasta que el momento de torsión se approxima al momento de torsión máximo de cambio a una sola fase.

14.14 Variación de la frecuencia

En un sistema de distribución grande nunca ocurren cambios importantes, excepto durante alteraciones mayores. Sin embargo, la frecuencia puede variar significativamente en sistemas aislados donde la energía eléctrica es generada por motores de diesel o turbinas de gas. El suministro de energía de urgencia de un hospital, el sistema eléctrico de un barco y los generadores de un aserradero son ejemplos de este tipo de suministro.

La consecuencia más importante de un cambio de frecuencia es el cambio de velocidad resultante en un

motor: si la frecuencia disminuye 5%, la velocidad también disminuye 5%.

Las máquinas herramienta y otros equipos impulsados por medio de un motor de pañuelos donde la frecuencia es de 50 Hz pueden provocar problemas cuando se conectan a un sistema de 60 Hz. Todo funciona 20% más rápido de lo normal y esto puede dañar algunas aplicaciones. En esos casos se reduce la velocidad del motor o se utiliza una costosa fuente auxiliar de 50 Hz.

Un motor de 50 Hz opera bien con una línea de 60 Hz, pero su voltaje terminal no se deberá elevar a 6/5 (o 120%) de la capacidad que aparece en la placa de identificación. El nuevo par o momento de torsión máximo es entonces igual al par o momento de torsión máximo original y el par o momento de torsión de arranque sólo se reduce un poco. El factor de potencia, la eficiencia y la elevación de la temperatura permanecen satisfactorios.

Un motor de 60 Hz también puede operar con una línea de 50 Hz, pero su voltaje terminal deberá reducirse a 5/6 (u 83%) del valor que indica la placa de identificación. El par o momento de torsión máximo y el par o momento de torsión de arranque son entonces casi iguales que antes y el factor de potencia, la eficiencia y la elevación de la temperatura permanecen satisfactorios.

14.15 Motor de inducción que opera como generador

Considere un tren eléctrico impulsado por un motor de inducción de jaula de ardilla directamente acoplado a las ruedas. Conforme el tren sube una colina, el motor

**Figura 14.12**

El tren eléctrico realiza el viaje redondo entre Zermatt (1604 m) y Gornergrat (3089 m) en Suiza. Cuenta con cuatro motores de inducción trifásicos de rotor devanado y de 78 kW, 1470 r/min, 700 V y 50 Hz. Dos conductores aéreos constituyen las fases A y B y los rieles proporcionan la fase C. Una rueda dentada de 573 mm de diámetro se engrana en una cremallera estacionaria localizada en el lecho de la vía para hacer subir y bajar el tren por las pronunciadas pendientes. La velocidad se puede variar desde 0 hasta 14.4 km/h mediante resistores variables en el circuito del rotor. El impulso nominal es de 78 kN. (Cortesía de ABB)

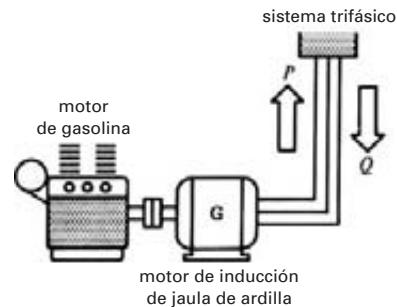
funcionará por debajo de la velocidad síncrona y desarrollará un par o momento de torsión suficiente para vencer tanto la fricción así como la fuerza de gravedad. En la cima de la colina, sobre suelo nivelado, la fuerza de gravedad ya no cuenta y el motor tiene que vencer sólo la fricción de los rieles y el aire. El motor funciona con poca carga y muy cerca de la velocidad síncrona.

¿Qué sucede cuando el tren comienza a moverse colina abajo? La fuerza de gravedad hace que el tren se acelere y como el motor está acoplado a las ruedas, comienza a girar por encima de la velocidad síncrona. Sin embargo, en cuanto esto ocurre, el motor desarrolla un momento de torsión contrario que se opone al incremento de velocidad. Este momento de torsión tiene el mismo efecto que un freno. Sin embargo, en lugar de disiparse como calor, la potencia de frenado mecánico regresa a la línea trifásica en forma de energía eléctrica. Por lo tanto, un motor de inducción que gira por encima de su velocidad síncrona actúa como generador. Convierte la energía mecánica que recibe en energía eléctrica y esta energía regresa a la línea. Este tipo de máquina recibe el nombre de generador asíncrono.

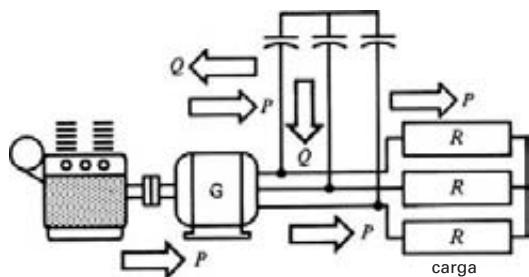
Aunque los motores de inducción que funcionan con una línea trifásica rara vez se utilizan para propulsar trenes (Fig. 14.12), existen varias aplicaciones industriales que pueden hacer que un motor funcione por encima de la velocidad síncrona. En grúas, por ejemplo, durante el ciclo de descenso, el motor recibe potencia de la “carga” mecánica y la regresa a la línea.

Podemos hacer un generador asíncrono conectando un motor de jaula de ardilla ordinario a una línea trifásica y acoplándolo a un motor de gasolina (Fig. 14.13). En cuanto la velocidad del motor de gasolina excede la velocidad síncrona, el motor eléctrico se convierte en generador y suministra potencia activa P al sistema eléctrico al cual está conectado. Sin embargo, para crear su campo magnético, el motor tiene que absorber potencia reactiva Q . Esta potencia sólo puede provenir de la línea de ca, con el resultado de que la potencia reactiva Q fluye en la dirección opuesta a la potencia activa P (Fig. 14.13).

La potencia activa suministrada a la línea es directamente proporcional al deslizamiento por encima de

**Figura 14.13**

Motor de gasolina que impulsa un generador asíncrono conectado a una línea trifásica. Observe que P y Q fluyen en direcciones opuestas.

**Figura 14.14**

Los capacitores pueden proporcionar la potencia reactiva para cualquier generador asincrónico. Esto elimina la necesidad de una fuente trifásica externa.

la velocidad síncrona. Por lo tanto, una velocidad alta del motor de gasolina produce una salida eléctrica más grande. Sin embargo, la salida nominal se alcanza con deslizamientos muy pequeños, por lo general de menos de 3%.

La potencia reactiva puede ser suministrada por un grupo de capacitores conectados a las terminales del motor eléctrico. Con este arreglo se puede abastecer una carga trifásica sin utilizar una fuente trifásica externa (Fig. 14.14). La frecuencia generada es un poco menor que la correspondiente a la velocidad de rotación. Por lo tanto, un motor de 4 polos propulsado a una velocidad de 2400 r/min produce una frecuencia un poco menor que $f = pn/120 = 4 \times 2400/120 = 80$ Hz.

El voltaje en las terminales del generador se incrementa con la capacitancia, pero su magnitud es limitada por la saturación en el hierro. Si la capacitancia es insuficiente, el voltaje del generador no aumentará. El banco de capacitores debe ser capaz de suministrar por lo menos la misma potencia reactiva que la que absorbe normalmente la máquina cuando opera como motor.

Ejemplo 14-6

Necesitamos utilizar un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla de 40 hp, 1760 r/min y 440 V como generador asincrónico. La corriente nominal del motor es de 41 A, y el factor de potencia a plena carga es de 84%.

- Calcule la capacitancia requerida por fase si los capacitores están conectados en delta.
- ¿A qué velocidad debe funcionar el motor de gasolina impulsor para generar una frecuencia de 60 Hz?

Solución

- La potencia aparente absorbida por la máquina cuando opera como motor eléctrico es

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{3} EI \\ &= 1.73 \times 440 \times 41 \\ &= 31.2 \text{ kVA} \end{aligned}$$

La potencia activa correspondiente absorbida es

$$\begin{aligned} P &= S \cos \theta \\ &= 31.2 \times 0.84 \\ &= 26.2 \text{ kW} \end{aligned}$$

La potencia reactiva correspondiente absorbida es

$$\begin{aligned} Q &= \sqrt{S^2 - P^2} \\ &= \sqrt{31.2^2 - 26.2^2} \\ &= 17 \text{ kvar} \end{aligned}$$

Cuando la máquina opera como generador asincrónico, el banco de capacitores debe suministrar $17 \div 3 = 5.7$ kvar por fase. El voltaje por fase es de 440 V porque los capacitores están conectados en delta. Por lo tanto, la corriente capacitiva por fase es

$$\begin{aligned} I_c &= Q/E = 5700/440 \\ &= 13 \text{ A} \end{aligned}$$

La reactancia capacitiva por fase es

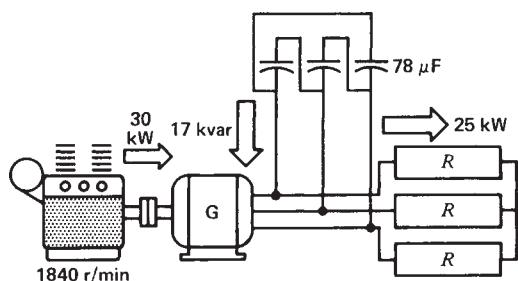
$$\begin{aligned} X_c &= E/I = 440/13 \\ &= 34 \Omega \end{aligned}$$

La capacitancia por fase debe ser por lo menos

$$\begin{aligned} C &= 1/2\pi f X_c \\ &= 1/(2\pi \times 60 \times 34) \\ &= 78 \mu\text{F} \end{aligned}$$

La figura 14.15 muestra cómo está conectado el sistema de generación. Observe que si la carga también absorbe potencia reactiva, se debe incrementar el banco de capacitores para proporcionarla.

- El motor de gasolina impulsor debe girar ligeramente por encima de la velocidad síncrona. Por lo general, el deslizamiento deberá ser igual al desli-

**Figura 14.15**

Vea el ejemplo 14-6.

zamiento a plena carga cuando la máquina opera como motor eléctrico. Por consiguiente,

$$\begin{aligned}\text{deslizamiento} &= 1800 - 1760 \\ &= 40 \text{ r/min}\end{aligned}$$

Por ello, el motor de gasolina deberá funcionar a una velocidad aproximada de

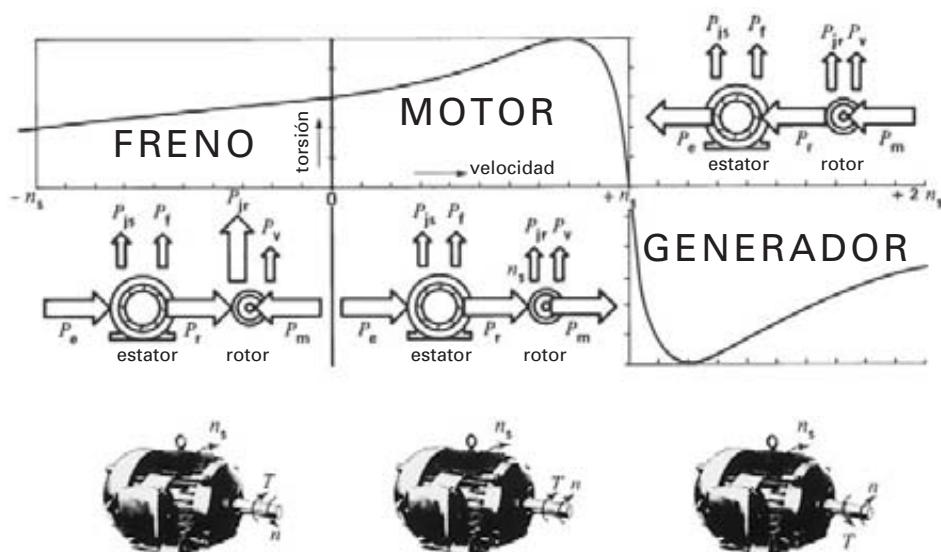
$$\begin{aligned}n &= 1800 + 40 \\ &= 1840 \text{ r/min}\end{aligned}$$

14.16 Curva característica completa de par o momento de torsión-velocidad de una máquina de inducción

Hemos visto que un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla también puede funcionar como generador o como freno. Estos tres modos de operación —motor, generador y freno— se combinan entre sí, como se ve en la curva de par o momento de torsión-velocidad de la figura 14.16. Esta curva, junto con los diagramas de flujo de potencia adjuntos, ilustra las propiedades globales de una máquina de inducción trifásica de jaula de ardilla.

Vemos, por ejemplo, que cuando el eje gira en la misma dirección que el campo rotatorio, la máquina de inducción opera como motor o como generador. Pero para operar como generador, el eje debe girar por encima de la velocidad síncrona. Asimismo, para operar como motor, el eje debe girar por debajo de la velocidad síncrona.

Por último, para operar como freno, el eje debe girar en la dirección opuesta al flujo rotatorio.



T = par o momento de torsión desarrollado por la máquina

n = velocidad de rotación

n_s = velocidad síncrona del campo rotatorio

Figura 14.16

Curva de par o momento de torsión-velocidad completa de una máquina de inducción trifásica.

14.17 Características de un motor de inducción de rotor devanado

Hasta ahora nos hemos centrado en el motor de inducción de jaula de ardilla y sus propiedades relacionadas como un generador y freno. La razón es que este tipo de motor es el más utilizado en la industria. Sin embargo, el motor de inducción de rotor devanado tiene ciertas características que lo hacen atractivo en aplicaciones industriales especiales. Éstas son las siguientes:

1. Arranque de cargas de alta inercia
2. Impulsores de velocidad variable
3. Convertidor de frecuencia

Examinemos estas aplicaciones.

14.18 Arranque de cargas de alta inercia

Recordemos que siempre que una carga es acelerada por medio de un motor de inducción, la energía disipada en el rotor es igual a la energía cinética impartida a la carga. Esto significa que una carga de alta inercia producirá pérdidas muy altas en el rotor, lo que provocará que se caliente en exceso. La ventaja de un motor de rotor devanado es que el calor se disipa en los resistores externos conectados a los anillos colectores. Por lo tanto, el rotor en sí permanece frío.

Otra ventaja es que se pueden variar los resistores externos conforme el motor adquiere velocidad. Como

resultado, es posible que el motor desarrolle su momento de torsión máximo durante todo el periodo de aceleración. De este modo, la velocidad final se puede alcanzar en el tiempo más corto posible.

14.19 Impulsores de velocidad variable

Ya vimos que con una carga dada, un incremento de la resistencia del rotor hará que disminuya la velocidad de un motor de inducción. Por lo tanto, variando los resistores externos de un motor de rotor devanado podemos obtener cualquier velocidad que deseemos, en tanto éste funcione por debajo de la velocidad síncrona. El problema es que la potencia disipada como calor en los resistores hace que el sistema sea muy ineficiente, además de costoso cuando los motores tienen capacidades de varios miles de caballos de fuerza. Podemos evitar este problema conectando los anillos colectores a un convertidor electrónico. Éste convierte la potencia a baja frecuencia del rotor en potencia a frecuencia de línea y la regresa al sistema trifásico (Fig. 14.17). En consecuencia, este sistema de control de velocidad variable es muy eficiente, en el sentido de que se pierde poca potencia en la forma de calor.

14.20 Convertidor de frecuencia

Un motor de rotor devanado convencional se puede utilizar como *convertidor de frecuencia* para generar una frecuencia diferente a la de la compañía de electri-

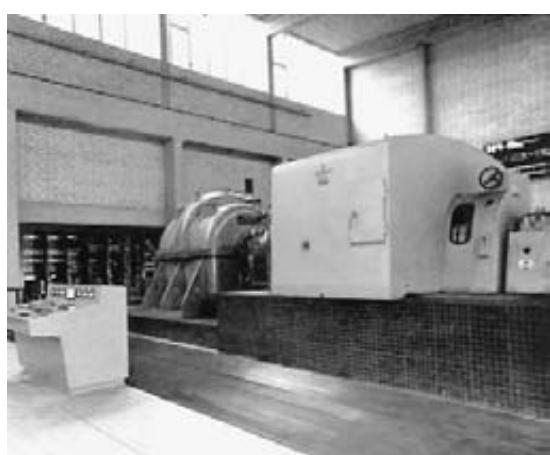
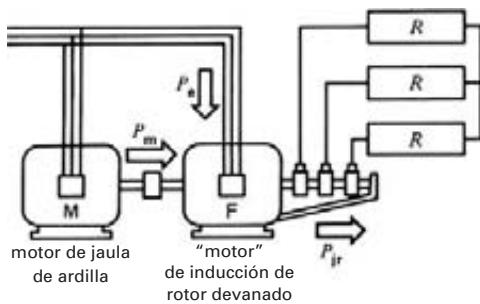


Figura 14.17

El abasto de agua de la ciudad de Stuttgart, Alemania, es provisto por una tubería de 1.6 m de diámetro y 110 km de largo. El agua es bombeada del lago Constanza en los Alpes. La bomba al fondo es impulsada por un motor de inducción de rotor devanado de 3300 kW, 425 a 595 r/min, 5 kV y 50 Hz. La velocidad variable permite que el abasto de agua sea variado según las necesidades de la ciudad.

El alojamiento cerrado visto al frente contiene un intercambiador de calor de aire/agua que utiliza agua a 5 °C para propósitos de enfriamiento. Durante el arranque se conectan reóstatos de líquido a los anillos colectores, pero cuando el motor funciona a toda velocidad los anillos colectores se conectan a un convertidor electrónico que regresa la potencia del rotor a la línea. (Cortesía de Siemens)

**Figura 14.18**

Motor de rotor devanado utilizado como convertidor de frecuencia.

cidad. El estator de la máquina de rotor devanado está conectado a la línea de servicio de electricidad y el rotor es propulsado a una velocidad apropiada por un motor M (Fig. 14.18). El rotor suministra potencia a la carga trifásica a un voltaje E_2 y una frecuencia f_2 , los cuales dependen del deslizamiento. Por lo tanto, de acuerdo con las ecuaciones 13.3 y 13.4, tenemos

$$f_2 = sf \quad (13.3)$$

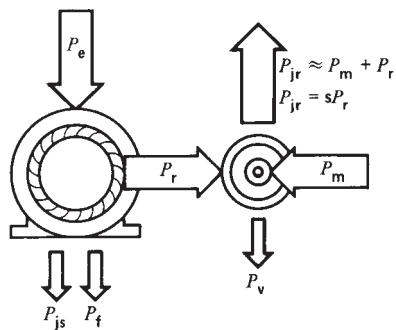
$$E_2 = sE_{oc} \quad (13.4)$$

En general, la frecuencia deseada es dos o tres veces la de la compañía de electricidad. De acuerdo con la ecuación 13.3, para alcanzar esta frecuencia el deslizamiento debe ser positivo y mayor que 1. En consecuencia, el eje debe girar en contra de la dirección del flujo rotatorio.

La operación del convertidor de frecuencia es entonces idéntica a la de un motor de inducción que opera como freno. Sin embargo, la potencia P_{jr} , por lo general disipada como calor en el rotor, ahora está disponible para suministrar potencia a la carga. El convertidor actúa como generador y el flujo de potencia activa es el mostrado en la figura 14.19. Observe cuán similar es éste al flujo de potencia cuando un motor de inducción funciona como freno (Fig. 14.16).

Ejemplo 14-7

Un motor de inducción trifásico de rotor devanado tiene una capacidad de 150 hp (~ 110 kW), 1760 r/min, 2.3 kV y 60 Hz. En condiciones de rotor bloqueado, el voltaje en el rotor con circuito abierto entre los anillos colectores es de 500 V. El rotor es impulsado por un motor de cd de velocidad variable.

**Figura 14.19**

Flujo de potencia en un convertidor de frecuencia cuando la frecuencia de salida es mayor que la frecuencia de línea.

Calcule

- La relación de vueltas de los devanados del estator al rotor.
- El voltaje y la frecuencia en el rotor cuando éste es impulsado a 720 r/min en la misma dirección del campo rotatorio.
- El voltaje y la frecuencia en el rotor cuando éste es impulsado a 720 r/min en dirección opuesta al campo rotatorio.

Solución

- La relación de vueltas es

$$\begin{aligned} a &= E_1/E_{oc} = 2300/500 \\ &= 4.6 \end{aligned}$$

- El deslizamiento a 720 r/min es

$$\begin{aligned} s &= (n_s - n)/n_s = (1800 - 720)/1800 \\ &= 0.6 \end{aligned}$$

El voltaje en el rotor a 720 r/min es

$$\begin{aligned} E_2 &= sE_{oc} = 0.6 \times 500 \\ &= 300 \text{ V} \end{aligned}$$

La frecuencia en el rotor es

$$\begin{aligned} f_2 &= sf = 0.6 \times 60 \\ &= 36 \text{ Hz} \end{aligned}$$

- La velocidad del motor se considera negativa ($-$) cuando gira opuesto al campo rotatorio.

El deslizamiento a -720 r/min es

$$\begin{aligned}s &= (n_s - n)/n_s \\&= (1800 - (-720))/1800 \\&= (1800 + 720)/1800 \\&= 1.4\end{aligned}$$

El voltaje y la frecuencia en el rotor a -720 r/min son

$$\begin{aligned}E_2 &= sE_{oc} = 1.4 \times 500 \\&= 700 \text{ V} \\f_2 &= sf = 1.4 \times 60 \\&= 84 \text{ Hz}\end{aligned}$$

Ejemplo 14-8

Queremos utilizar un motor de rotor devanado de 30 kW, 880 r/min y 60 Hz como convertidor de frecuencia (F) para generar 60 kW a una frecuencia aproximada de 180 Hz (vea la figura 14.18). Si la frecuencia de la línea de suministro es de 60 Hz, calcule lo siguiente:

- La velocidad del motor de inducción (M) que propulsa el convertidor de frecuencia.
- La potencia activa suministrada al estator del convertidor de frecuencia.
- La potencia del motor de inducción (M).
- ¿Se sobrecalentará el convertidor de frecuencia en estas condiciones?

Solución

- Para generar 180 Hz el deslizamiento debe ser

$$f_2 = sf \quad (13.3)$$

$$180 = s \times 60$$

y por lo tanto

$$s = 3$$

El estator aún es alimentado por la línea de 60 Hz, por lo que la velocidad síncrona del convertidor es de 900 r/min. El convertidor debe ser impulsado a una velocidad n dada por

$$\begin{aligned}s &= (n_s - n)/n_s \\3 &= (900 - n)/900\end{aligned} \quad (13.2)$$

y por lo tanto

$$n = -1800 \text{ r/min}$$

Por lo tanto, el convertidor debe ser impulsado a una velocidad de 1800 r/min. El signo negativo indica que el rotor debe funcionar opuesto al campo rotatorio. Así, el motor de inducción que impulsa el convertidor debe tener una velocidad síncrona de 1800 r/min.

- El rotor produce una salida de 60 kW. Ésta corresponde a P_{jr} , pero en lugar de disiparse en el rotor, P_{jr} es potencia útil suministrada a una carga (Fig. 14.20). La potencia P_r transferida del estator al rotor es

$$\begin{aligned}P_r &= P_{jr}/s = 60/3 \\&= 20 \text{ kW}\end{aligned} \quad (13.7)$$

La entrada de potencia al estator del convertidor de frecuencia es igual a 20 kW más las pequeñas pérdidas en el cobre y hierro del estator.

- La entrada de potencia restante al rotor que asciende a $(60 - 20) = 40$ kW, se deriva de la entrada mecánica al eje. Recurriendo a las figuras 14.19 y 14.20, podemos ver cómo fluye la potencia activa hacia el convertidor y cómo sale de él.

En suma, el rotor recibe 20 kW de potencia eléctrica del estator y 40 kW de potencia mecánica del motor propulsor M . El rotor convierte esta potencia en 60 kW de potencia eléctrica a una frecuencia de 180 Hz.

Por consiguiente, el motor de inducción M debe tener una capacidad de 40 kW, 60 Hz y 1800 r/min.

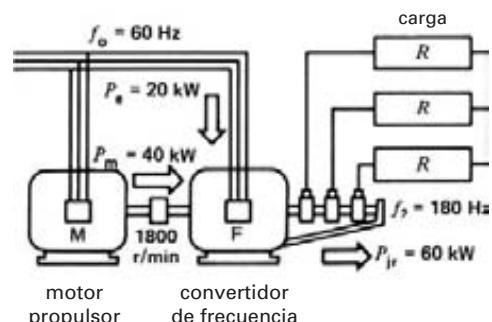


Figura 14.20

Vea el ejemplo 14-8.

- d. El estator del convertidor no se sobrecalentará porque los 20 kW que absorbe son mucho menos que su capacidad nominal de 30 kW. El rotor tampoco se sobrecalentará, aun cuando suministre 60 kW. La potencia incrementada surge del hecho de que el voltaje inducido en el rotor es tres veces más alto que en reposo. Las pérdidas en el hierro del rotor serán altas porque la frecuencia es de 180 Hz; sin embargo, como el rotor gira al doble de su velocidad normal, el enfriamiento es más efectivo y probablemente el rotor no se sobre-calentará. La frecuencia del estator es de 60 Hz, por lo que las pérdidas en el hierro del estator son normales.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 14-1 ¿Cuál es la diferencia entre un motor a prueba de goteo y un motor a prueba de explosión?
- 14-2 ¿Cuál es la expectativa de vida aproximada de un motor?
- 14-3 Explique por qué un motor NEMA Diseño D no es satisfactorio para propulsar una bomba.
- 14-4 Identifique los componentes del motor mostrado en la figura 14.3.
- 14-5 Muestre el flujo de potencia activa en un motor de inducción trifásico cuando opera
- Como motor.
 - Como freno.
- 14-6 ¿Un motor trifásico continuará girando si se abre una de las líneas? ¿Podrá arrancar con esa línea?
- 14-7 ¿Qué tipo de motor de ca recomendaría para las siguientes aplicaciones?:
- Una sierra en un aserradero.
 - Una bomba de velocidad variable.
- 14-8 Mencione algunas de las ventajas de estandarización en relación con los motores de inducción.
- 14-9 Podemos detener rápidamente un motor de inducción invirtiendo la dirección de su campo o excitando el estator con una fuente de cd. ¿Qué método produce la menor cantidad de calor en el motor? Explique.
- 14-10 Un motor de inducción de jaula de ardilla estándar de 50 hp, 440 V, 60 Hz y 1150 r/min está conectado a una línea trifásica de 208 V. ¿En cuánto se reducen el momento de torsión máximo y el momento de torsión con el rotor bloqueado?
- 14-11 Un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla cuyo voltaje es de 575 V está conectado a una línea de 520 V. Explique cómo se ven afectados los siguientes parámetros:
- Corriente con el rotor bloqueado.
 - Momento de torsión con el rotor bloqueado.
 - Corriente sin carga.
 - Velocidad sin carga.
 - Corriente a plena carga.
 - Factor de potencia a plena carga.
 - Eficiencia a plena carga.
- 14-12 a. De acuerdo con la figura 14.6, si elimináramos la caja de velocidades y utilizáramos otro motor directamente acoplado a la carga, ¿cuál tendría que ser su salida de potencia [hp]?
- b. ¿Cuántos polos tendría el motor?
- 14-13 Trace la curva de momento de torsión-velocidad típica de un motor de inducción de jaula de ardilla NEMA Diseño C, de 30 hp y 900 r/min (vea la figura 14.5). Dé los valores del rotor bloqueado, momentos de torsión mínimo y máximo y las velocidades correspondientes [pie•lbf y r/min].
- 14-14 Un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla de 300 hp, 2300 V y 60 Hz gira a una velocidad a plena carga de 590 r/min. Calcule el valor aproximado de las pérdidas I^2R en el rotor. Si el voltaje de línea se reduce entonces a 1944 V, calcule lo siguiente:
- La nueva velocidad, sabiendo que el momento de torsión de la carga permanece igual.
 - La nueva salida de potencia.
 - Las nuevas pérdidas I^2R en el rotor.
- 14-15 Deseamos hacer un generador asincrónico utilizando un motor de inducción de jaula de ardilla de 40 hp, 208 V, 870 r/min y 60 Hz (Fig. 14.14). El generador es impulsado a 2100 r/min por un motor de gasolina y la carga se compone de tres resistores de $5\ \Omega$ conectados en Y. El voltaje del generador aumenta

- cuando se conectan en Y tres capacitores de $100 \mu\text{F}$ a través de las terminales. Si el voltaje de línea es de 520 V, calcule lo siguiente:
- La frecuencia aproximada generada.
 - La potencia activa suministrada a la carga.
 - La potencia reactiva suministrada por el banco de capacitores.
 - La corriente en el estator.
 - Si están disponibles tres motores de gasolina —30 hp, 100 hp y 150 hp—, ¿cuál es más adecuado para propulsar el generador?
- 14-16 Un motor de inducción trifásico de 30 000 hp, 13.2 kV, 60 Hz y enfriado por agua impulsa un turbocompresor en una gran planta fabricante de oxígeno. El motor funciona a una velocidad a plena carga exacta de 1792.8 r/min, y por medio de una caja de velocidades impulsa el compresor a una velocidad de 4930 r/min. La eficiencia del motor es de 98.1% y su factor de potencia es de 0.90. El momento de torsión y la corriente con el rotor bloqueado son respectivamente de 0.7 pu y 4.7 pu. Calcule lo siguiente:
- La corriente a plena carga.
 - Las pérdidas totales a plena carga.
 - Las pérdidas I^2R exactas en el rotor si las pérdidas por fricción de rodamiento y del aire suman 62 kW.
 - La corriente y el par o momento de torsión con el rotor bloqueado.
 - El momento de torsión desarrollado en el eje del compresor.
- 14-17 El motor del problema 14-16 es enfriado haciendo circular 350 galones (U.S.) de agua por minuto a través del intercambiador de calor. Calcule el incremento de la temperatura del agua a medida que el agua fluye a través del intercambiador de calor.
- 14-18 El motor y el compresor del problema 14-16 son arrancados con un voltaje reducido, y el momento de torsión de arranque promedio durante el periodo de aceleración es de 0.25 pu. El compresor tiene un momento de inercia de $130\,000 \text{ lb}\cdot\text{pie}^2$ con respecto al eje del motor. El rotor de jaula de ardilla sólo tiene un J de $18\,000 \text{ lb}\cdot\text{pie}^2$.
- ¿Cuánto tiempo se requerirá para acelerar el motor y el compresor, sin carga?
 - ¿Cuál es la energía disipada en el rotor durante el periodo de arranque [Btu]?
- 14-19 Un motor de inducción trifásico de 10 kW, 1450 r/min, 380 V y 50 Hz tiene que ser conectado a una línea de 60 Hz.
- ¿Qué voltaje de línea se deberá utilizar y cuál será la velocidad aproximada del motor?
 - ¿Qué potencia [hp] puede suministrar el motor sin sobrecalentarse?
- Nivel avanzado*
- 14-20 Un motor de inducción Diseño B de jaula de ardilla y 1 hp acelera una carga de inercia de $1.4 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, de 0 a 1800 r/min. ¿Podríamos reemplazar este motor por un motor Clase D? Si es así,
- ¿Cuál motor tiene el tiempo de aceleración más corto de cero a 1200 r/min?
 - ¿Cuál de los dos rotores será el más caliente, después de alcanzar la velocidad sin carga?
- 14-21 Un motor de inducción trifásico de rotor devanado con capacidad de 150 hp, 1760 r/min, 2.3 kV y 60 Hz impulsa una transportadora de banda. El rotor está conectado en Y y el voltaje de circuito abierto nominal entre los anillos colectores es de 530 V. Calcule lo siguiente:
- La resistencia del devanado del rotor por fase.
 - La resistencia que se debe colocar en serie con el rotor (por fase) para que el motor suministre 40 hp a una velocidad de 600 r/min, sabiendo que el voltaje de línea es de 2.4 kV.
- 14-22 Un motor de inducción trifásico de 150 hp, 1165 r/min, 440 V y 60 Hz funciona sin carga, casi a su velocidad síncrona de 1200 r/min. Los conductores del estator se invierten de repente y el tiempo de detención es de 1.3 s. Suponiendo que el momento de torsión ejercido durante el intervalo de inversión de la rotación es igual al momento de torsión de arranque (1.2 pu), calcule lo siguiente:
- La magnitud del momento de torsión de inversión de la rotación.
 - El momento de inercia del rotor.
- 14-23 En el problema 14-22 calcule la energía disipada en el rotor durante el intervalo de inversión de la rotación.
- 14-24 Un motor de inducción trifásico de 8 polos tiene una capacidad de 40 hp, 575 V y 60 Hz. Impulsa un volante de acero de

- 31.5 pulgadas de diámetro y 7.875 pulgadas de espesor. La curva de momento de torsión-velocidad corresponde a la de un motor Diseño D dado en la figura 14.5.
- Calcule la masa del volante y su momento de inercia [$\text{lb}\cdot\text{pie}^2$].
 - Calcule la velocidad nominal del motor y el momento de torsión correspondiente [$\text{pie}\cdot\text{lbf}$].
 - Calcule el momento de torsión con el rotor bloqueado [$\text{pie}\cdot\text{lbf}$].
 - Trace la curva de par o momento de torsión-velocidad del motor de 40 hp y dé los momentos de torsión [$\text{N}\cdot\text{m}$] a 0, 180, 360, 540, 720 y 810 r/min.
- 14-25 a. En el problema 14-24 calcule el momento de torsión promedio entre 0 y 180 r/min.
 b. Con la ecuación 3.14 calcule el tiempo requerido para acelerar el volante de 0 a 180 r/min, suponiendo que no hay otra carga en el motor.
 c. Con la ecuación 3-8 calcule la energía cinética en el volante a 180 r/min.
 d. Calcule el tiempo requerido para acelerar el volante de 0 a 540 r/min, sabiendo que en esta ocasión la carga ejerce un contra par o momento de torsión fijo de 300 N·m además de la carga del volante.
- 14-26 El tren de la figura 14.12 tiene una masa de 78 500 lb y puede transportar 240 pasajeros. Calcule lo siguiente:
- La velocidad de rotación de la rueda dentada cuando el tren se mueve a 9 millas por hora.
 - La relación de velocidad entre el motor y la rueda dentada.
 - La corriente aproximada en la línea de transmisión cuando los motores funcionan a plena carga.
 - La masa total del tren cargado si el peso promedio de un pasajero es de 60 kg.
 - La energía requerida para subir de Zermatt a Gornergrat [MJ].
 - El tiempo mínimo requerido para hacer el viaje [min].
 - Suponiendo que el 80 por ciento de la energía eléctrica se convierte en energía mecánica cuando el tren va colina arriba y que el 80 por ciento de la energía mecánica es reconvertida en energía eléctrica cuando va colina abajo, calcule la energía eléctrica total consumida durante un viaje redondo [$\text{kW}\cdot\text{h}$].
- Aplicación industrial*
- 14-27 Los cojinetes de un motor tienen que ser engrasados con regularidad, pero no con demasiada frecuencia. Se aplica el siguiente programa a dos motores:
- Motor A: 75 hp, 3550 r/min; lubricarlo cada 2200 horas de tiempo de funcionamiento.
- Motor B: 75 hp, 900 r/min; lubricarlo cada 10 000 horas de tiempo de funcionamiento.
- El motor A funciona de forma continua, 24 horas al día. El motor B impulsa un compresor y opera aproximadamente 6 horas al día. ¿Qué tan a menudo deberán ser engrasados los cojinetes de cada motor por año?
- 14-28 Un motor de inducción trifásico Baldor de energía Premium Super E de 40 hp, 1780 r/min, 460 V, 60 Hz y a prueba de goteo tiene un factor de potencia de 86% y una eficiencia de 93.6%. El motor, cuyo costo es de 2243 dólares, funciona a plena carga 12 horas al día, 5 días a la semana. Calcule el costo de impulsar el motor durante un período de 3 años, sabiendo que el costo de la energía es de \$0.06/kWh.
- 14-29 Un motor estándar de 40 hp, similar al descrito en el problema 14-28, cuesta \$1723 y tiene una eficiencia de 90.2% y un factor de potencia de 82%. Calcule los ahorros de energía que se acumulan por la alta eficiencia del motor durante el período de tres años.
- 14-30 Un motor de inducción de 2 velocidades y caballaje constante de 2 hp, 1760/870 r/min, 460 V tiene devanados similares a los mostrados en la figura 14.8. La resistencia medida entre las terminales 1 y 2 en la conexión de alta velocidad es de 12 Ω . ¿Qué resistencia esperaría medir entre las terminales 4 y 6 en la conexión de baja velocidad?
- 14-31 Un motor de inducción trifásico de 150 hp, 1175 r/min, 460 V y 60 Hz tiene las siguientes propiedades:
- corriente sin carga: 71 A
 corriente a plena carga: 183 A

corriente con el rotor bloqueado: 1550 A

par o momento de torsión a plena carga:
886 pies·lbf

par o momento de torsión máximo: 2552
pies·lbf

par o momento de torsión con el rotor
bloqueado: 1205 pies·lbf

factor de potencia con el rotor bloqueado:
32%

Un cable de cobre de 250 kcmil y 3 conducto-
res va del tablero principal al motor, a 850 pies
de distancia. El voltaje en el tablero es de
480 V y se estima que la temperatura
promedio del cable es de 25 °C.

a. Determine el circuito equivalente del
motor en condiciones de rotor bloqueado.

b. Suponiendo que la impedancia del cable
es puramente resistiva, calcule la corriente
aproximada cuando el motor es arrancado
a través de la línea.

c. Estime el momento de torsión de arranque
resultante.

d. Compárela con el momento de torsión de
arranque, en porcentaje.

- 14-32 En el problema 14-31 exprese las corrientes
y los pares o momentos de torsión en valores
por unidad.

CAPÍTULO 15

Círculo equivalente del motor de inducción

15.0 Introducción

En los tres capítulos anteriores hemos visto que podemos describir las propiedades importantes de los motores de inducción de rotor devanado y de jaula de ardilla sin utilizar un diagrama de circuito. Sin embargo, si deseamos entender mejor las propiedades del motor, es indispensable un diagrama de circuito equivalente. En este capítulo* desarrollaremos el circuito equivalente a partir de principios básicos. Luego analizaremos las características de un motor de baja y alta potencia y observaremos sus diferencias básicas.

Por último, desarrollaremos el circuito equivalente de un generador asíncrono y determinaremos sus propiedades bajo carga.

15.1 Motor de inducción de rotor devanado

La construcción de un motor de inducción trifásico de rotor devanado es muy similar a la de un transformador trifásico. Por lo tanto, el motor tiene 3 devanados prima-

rios idénticos y 3 devanados secundarios idénticos (un juego por cada fase). Por su perfecta simetría, podemos considerar un solo devanado primario y un solo devanado secundario al analizar el comportamiento del motor.

Cuando el motor está en reposo, actúa exactamente como un transformador convencional, por lo que su circuito equivalente (Fig. 15.1) es igual que el de un transformador, desarrollado anteriormente en el capítulo 10, Fig. 10.20.

Suponemos una conexión en Y para el estator y el rotor y una relación de vueltas de 1:1. Los parámetros del circuito, *por fase*, se identifican como sigue:

E_g = voltaje de fuente, línea a neutro

r_1 = resistencia del devanado del estator

x_1 = reactancia de dispersión del estator

x_2 = reactancia de dispersión del rotor

r_2 = resistencia del devanado del rotor

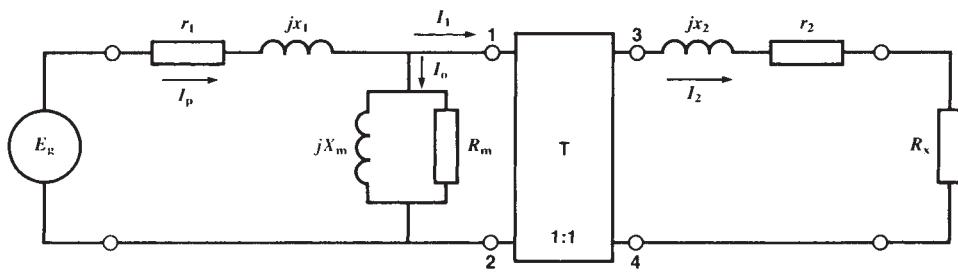
R_x = resistencia externa, conectada efectivamente entre un anillo colector y el neutro del rotor

X_m = reactancia magnetizante

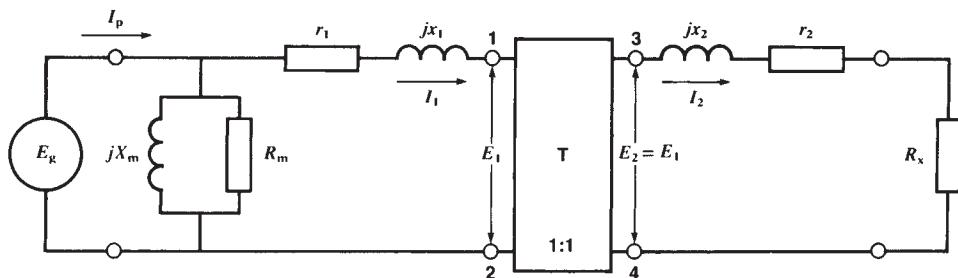
R_m = resistencia cuyas pérdidas corresponden a las pérdidas en el hierro y pérdidas por fricción de rodamiento y por fricción del aire (pérdidas mecánicas)

T = transformador ideal con una relación de vueltas de 1:1

* El lector que no tenga tiempo para estudiar los aspectos más teóricos del comportamiento de un motor de inducción, puede omitir este capítulo.

**Figura 15.1**

Círculo equivalente de un motor de inducción de rotor devanado en reposo.

**Figura 15.2**

La aproximación del circuito equivalente es aceptable para motores de más de 2 hp.

En el caso de un transformador trifásico convencional, se justificaría eliminar la rama magnetizante compuesta de jX_m y R_m porque la corriente de excitación I_o es insignificante comparada con la corriente de carga I_p . Sin embargo, en un motor no sucede lo mismo: I_o puede ser hasta de 40 por ciento de I_p a causa del entrehierro. Por consiguiente, no podemos eliminar la rama magnetizante. Sin embargo, en el caso de motores de más de 2 hp, podemos cambiarla a las terminales de entrada, como se muestra en la figura 15.2. Esto simplifica en gran medida la ecuación que describe el comportamiento del motor, sin afectar la precisión.* La figura 15.2 es una representación verdadera del motor cuando el rotor está bloqueado. ¿Cómo se ve afectado cuando el motor comienza a girar?

Suponga que el motor funciona con un deslizamiento s , lo que significa que la velocidad del rotor es

$ns (1 - s)$, donde ns es la velocidad síncrona. Esto modificará los valores de E_1 , I_1 y E_2 , I_2 en los lados primario y secundario del transformador ideal T. Además, la frecuencia en el devanado secundario será sf , donde f es la frecuencia de la fuente E_g . La figura 15.3 muestra estas nuevas condiciones de operación.

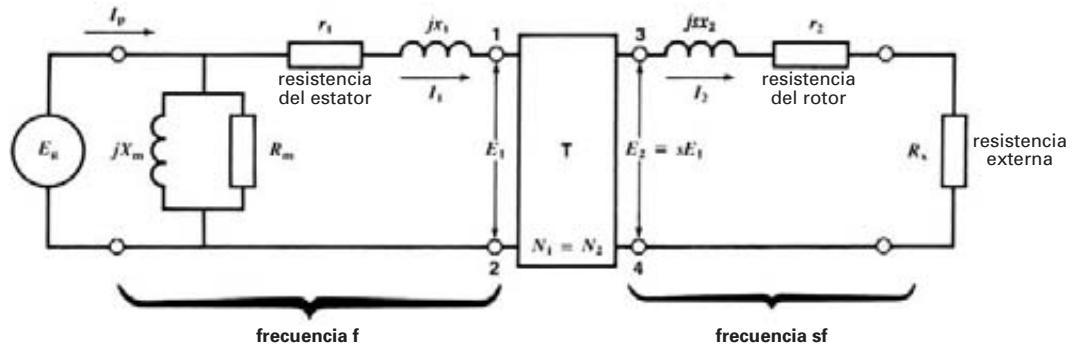
Si dirigimos nuestra atención al lado secundario, la amplitud del voltaje inducido E_2 sería igual a E_1 (la relación de vueltas es 1:1) si el motor estuviera estacionario. Pero como el deslizamiento es s , el voltaje real inducido es

$$E_2 = sE_1$$

La frecuencia es sf y ésta cambia la impedancia de la reactancia de dispersión del secundario de jx_2 a jsx_2 . Como los resistores no son sensibles a la frecuencia, los valores de r_2 y R_x no cambian. Juntemos ambas resistencias para formar una sola resistencia secundaria R_2 dada por

$$R_2 = r_2 + R_x \quad (15.1)$$

* Para motores de menos de 2 hp se debe utilizar el circuito exacto de la figura 15.1.

**Figura 15.3**

Círculo equivalente de un motor de rotor devanado cuando funciona con un deslizamiento s . La frecuencia de los voltajes y corrientes en el estator es f . Pero la frecuencia de los voltajes y corrientes en el rotor es sf .

Los detalles del circuito secundario se muestran en la figura 15.4a y la corriente I_2 resultante es

$$I_2 = \frac{sE_1}{R_2 + jsx_2} = \frac{sE_1 \angle -\beta}{\sqrt{R_2^2 + (sx_2)^2}} \quad (15.2)$$

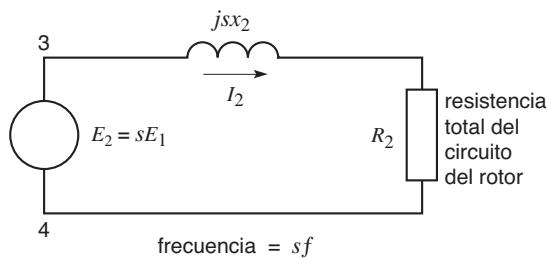
donde

$$\beta = \arctan sx_2/R_2 \quad (15.3)$$

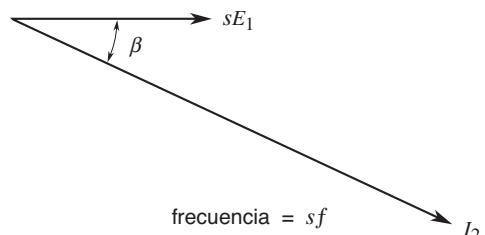
El diagrama fasorial correspondiente se muestra en la figura 15.4b. Es importante entender que este diagrama fasorial se relaciona con la frecuencia sf . Por lo tanto, no se puede incorporar al diagrama fasorial del lado del primario, donde la frecuencia es f . No obstante, existe una relación directa entre la corriente I_2 (frecuencia sf) del rotor y la corriente I_1 (frecuencia f) del estator. De hecho, el valor absoluto de I_1 es exactamente igual que el de I_2 . Además, el ángulo de fase β entre E_1 e I_1 es exactamente igual que entre E_2 e I_2 . Esto nos permite trazar el diagrama fasorial para E_1 e I_1 como se muestra en la figura 15.5.

Resumiendo

1. El valor efectivo de I_1 es igual al valor efectivo de I_2 , aun cuando sus frecuencias son diferentes.
2. El valor efectivo de E_1 es igual al valor efectivo de E_2 dividido entre el deslizamiento s .
3. El ángulo de fase entre E_1 e I_1 es igual que entre E_2 e I_2 .



(a)



(b)

Figura 15.4

- a. Circuito equivalente del rotor; E_2 e I_2 tienen una frecuencia sf .
- b. Diagrama fasorial que muestra la corriente retrasada un ángulo β con respecto al voltaje.

Así, podemos escribir en el lado del primario

$$I_1 = I_2 = \frac{sE_1}{R_2 + jx_2} \quad (15.4)$$

Por lo tanto,

$$I_1 = \frac{E_1}{R_2 + jx_2} = \frac{E_1}{Z_2} \quad (15.5)$$

Por consiguiente, la impedancia Z_2 vista entre las terminales primarias 1, 2 del transformador ideal es,

$$Z_2 = \frac{E_1}{I_1} = \frac{R_2}{s} + jx_2 \quad (15.6)$$

Como resultado, podemos simplificar el circuito de la figura 15.3 de manera que quede como el de la figura 15.6. Ahora podemos juntar las reactancias de dispersión jx_1, jx_2 para crear una sola reactancia de dispersión total jx , que es igual a la reactancia de dispersión del motor desplazada al lado del estator.

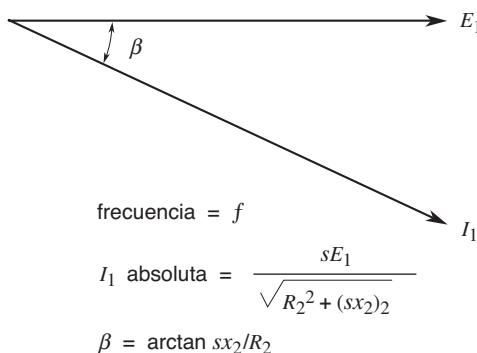


Figura 15.5

El voltaje y la corriente del estator están separados por el mismo ángulo de fase β , aun cuando la frecuencia es diferente.

El circuito equivalente final del motor de inducción de rotor devanado se muestra en la figura 15.7. En este diagrama, los elementos del circuito son fijos, excepto la resistencia R_2/s . Su valor depende del deslizamiento y por consiguiente de la velocidad del motor. Así pues, el valor de R_2/s variará de R_2 a infinito conforme el motor pase del arranque ($s = 1$) a la velocidad síncrona ($s = 0$).

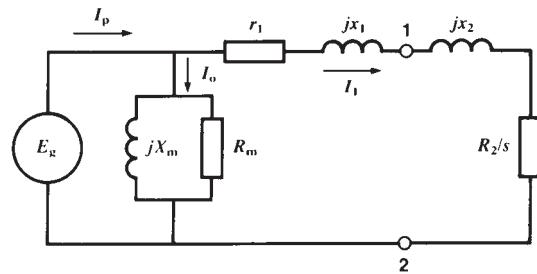


Figura 15.6

Circuito equivalente de un motor de rotor devanado desplazado al lado del primario (estator).

Este circuito equivalente de un motor de inducción de rotor devanado es tan similar al de un transformador que no es extraño que el motor de inducción de rotor devanado también se conozca como transformador rotante.

El circuito equivalente de un motor de inducción de jaula de ardilla es igual, excepto que R_2 es igual a la resistencia equivalente r_2 del rotor solo desplazada al estator, donde no hay ningún resistor externo.

15.2 Relaciones de potencia

El circuito equivalente nos permite llegar a algunas relaciones básicas de potencia electromecánica para el motor de inducción trifásico. Podemos deducir las siguientes ecuaciones observando el circuito equivalente del motor de rotor devanado (Fig. 15.7):

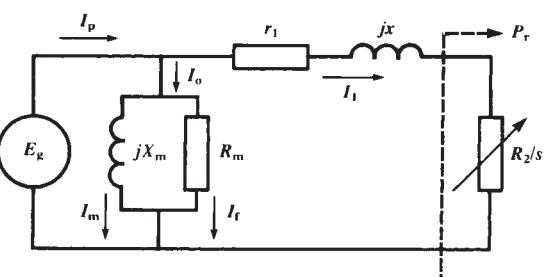


Figura 15.7

Las reactancias de dispersión primaria y secundaria x_1 y x_2 se combinan para formar una reactancia de dispersión total equivalente x .

1. La potencia activa absorbida por el motor es

$$P = E_g^2/R_m + I_1^2 r_1 + I_1^2 + I_1^2 R_2/s$$

2. La potencia reactiva absorbida por el motor es

$$Q = E_g^2/X_m + I_1^2 x$$

3. La potencia aparente absorbida por el motor es

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

4. El factor de potencia del motor es

$$\cos \theta = P/S$$

5. La corriente de línea es

$$I_p = S/E_g$$

6. La potencia activa suministrada al rotor es

$$P_r = I_1^2 R_2/s$$

7. La potencia disipada como pérdidas eléctricas $I^2 R$ en el circuito del rotor es

$$P_{jr} = I_1^2 R_2 = sP_r$$

8. La potencia mecánica desarrollada por el motor es

$$\begin{aligned} P_m &= P_r - P_{jr} \\ &= P_r (1 - s) \end{aligned}$$

9. El momento de torsión desarrollado por el motor es

$$\begin{aligned} T &= \frac{9.55 P_m}{n} = \frac{9.55 P_r (1 - s)}{n_s (1 - s)} \\ &= \frac{9.55 P_r}{n_s} \end{aligned}$$

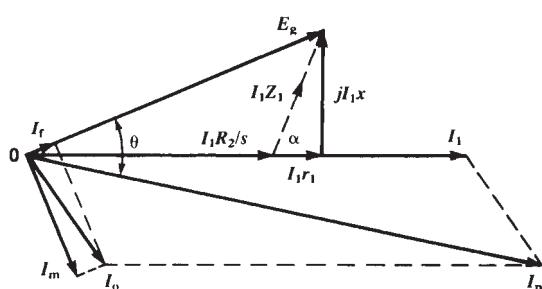


Figura 15.8

Diagrama fasorial de los voltajes y corrientes mostrados en la figura 15.7. El factor de potencia del motor es $\cos \theta$.

10. La eficiencia del motor es

$$\eta = P_m/P$$

Nota: Las cantidades anteriores son “por fase”; algunas se deben multiplicar por 3 para obtener las cantidades totales del motor.

15.3 Diagrama fasorial del motor de inducción

Si utilizamos la corriente I_1 de la figura 15.7 como el fasor de referencia, obtenemos el diagrama fasorial completo del motor de rotor devanado mostrado en la figura 15.8. En este diagrama (y también en cálculos futuros) es útil definir una impedancia Z_1 y un ángulo como sigue:

$$Z_1 = \sqrt{r_1^2 + x^2} \quad (15.7a)$$

$$\alpha = \arctan x/r_1 \quad (15.7b)$$

En estas ecuaciones, r_1 es la resistencia del estator y jx es la reactancia de dispersión total del motor referida al estator. Como r_1 y jx son fijas, se deduce que Z_1 y α también lo son, independientemente de la velocidad del motor.

En motores grandes de más de 1000 hp, jx es mucho más grande que r_1 , por lo que el ángulo α se approxima a 90° .

En el circuito equivalente de la figura 15.7, el cálculo de la potencia mecánica, el par o momento de torsión y la velocidad depende de r_1 , jx y R_2/s . La rama magnetizante R_m y jX_m no intervienen. Por consiguiente, para estos cálculos el circuito equivalente y el diagrama fasorial correspondiente se pueden simplificar de manera que queden como los de las figuras 15.9 y 15.10.

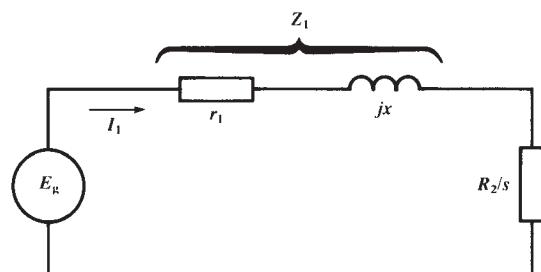


Figura 15.9

En lo que respecta a la potencia mecánica, el momento de torsión y la velocidad, podemos omitir la rama magnetizante X_m y R_m . Esto produce un circuito más simple para el análisis del comportamiento del motor.

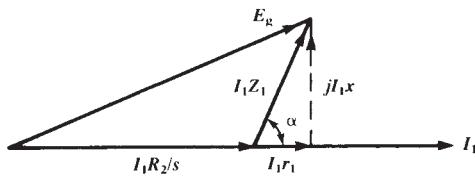
**Figura 15.10**

Diagrama fasorial del circuito de la figura 15.9. Observe que el fasor I_1Z_1 siempre está adelantado un grado con respecto al fasor I_1 .

15.4 Par o momento de torsión máximo y velocidad

Ya hemos visto que el par o momento de torsión desarrollado por el motor está dado por $T = 9.55 P_r/n_s$ donde P_r es la potencia suministrada a la resistencia R_2/s (Fig. 15.9). De acuerdo con el teorema de máxima transferencia de potencia, la potencia es máxima (y por consiguiente también el par o momento de torsión) cuando el valor de R_2/s es igual al valor absoluto de la impedancia Z_1 . Así pues, para un par o momento de torsión máximo

$$R_2/s = Z_1 \quad (15.8)$$

En estas circunstancias, la magnitud de la caída de voltaje a través de Z_1 es igual a aquella a través de R_2/s . Por consiguiente, podemos escribir

$$I_1 \frac{R_2}{s} = I_1 Z_1$$

El diagrama fasorial correspondiente a esta condición especial aparece en la figura 15.11. Es un caso especial del diagrama fasorial de la figura 15.10. La geometría simple da los siguientes resultados:

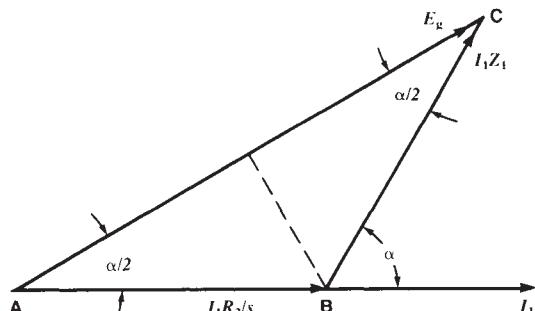
**Figura 15.11**

Diagrama fasorial cuando el motor desarrolla su par o momento de torsión máximo. En estas condiciones, $R_2/s = Z_1$.

- Los fasores AB y BC tienen la misma longitud y el ángulo entre ellos es $(180 - \alpha)^\circ$.
- ángulo CAB = ángulo ACB = $\alpha/2$

Por consiguiente,

$$I_1 \frac{R_2}{s} \cos \frac{\alpha}{2} = E_g/2$$

$$I_1 Z_1 \cos \frac{\alpha}{2} = E_g/2$$

El deslizamiento con el par o momento de torsión máximo es

$$s_b = R_2/Z_1 \quad (15.9)$$

La corriente con el par o momento de torsión máximo es

$$I_{lb} = E_g/(2 Z_1 \cos \alpha/2) \quad (15.10)$$

El par o momento de torsión máximo es

$$T_b = \frac{9.55 E_g^2}{n_s (4 Z_1 \cos^2 \alpha/2)} \quad (15.11)$$

Podemos observar que las magnitudes del par o momento de torsión máximo T_b y la corriente máxima I_{lb} son fijas, en el sentido de que son independientes de la resistencia R_2 del circuito del rotor.

Sin embargo, el deslizamiento con el par o momento de torsión máximo depende de R_2 . De hecho, si $R_2 = Z_1$, el momento de torsión máximo coincide con el par o momento de torsión de arranque porque s_b es entonces igual a 1. Todas estas conclusiones se confirman mediante las curvas de par o momento de torsión-velocidad mostradas en la figura 13.18 (capítulo 13).

En el caso de motores de jaula de ardilla, la resistencia R_2 es igual a r_2 , que es la resistencia del rotor solo reflejada en el estator. En la práctica, el ángulo α queda entre 80° y 89° . Los ángulos más grandes corresponden a motores de jaula de mediana y alta potencia. En tales máquinas la relación R_2/Z_1 puede ser tan baja como 0.02. Por consiguiente, el par o momento de torsión máximo ocurre con deslizamientos tan pequeños como 2 por ciento.

15.5 Circuito equivalente de dos motores prácticos

Las impedancias y los circuitos equivalentes resultantes de dos motores de jaula de ardilla, de 5 hp y 5000 hp, se dan en las figuras 15.12 y 15.13, junto con sus

capacidades. Ambos motores están conectados en Y y las impedancias se dan por fase.

15.6 Cálculo del par o momento de torsión máximo

Ahora calcularemos el par o momento de torsión máximo T_b y la velocidad n_b y la corriente I_{lb} correspondientes para el motor de 5 hp.

$$1. Z_1 = \sqrt{r_1^2 + x^2} = \sqrt{1.5^2 + 6^2} = 6.18 \Omega$$

$$2. \alpha = \arctan x/r_1 = \arctan 6/1.5 = 76^\circ$$

$$3. \alpha/2 = 38^\circ, \cos \alpha/2 = 0.788$$

4. El deslizamiento correspondiente al par o momento de torsión máximo es

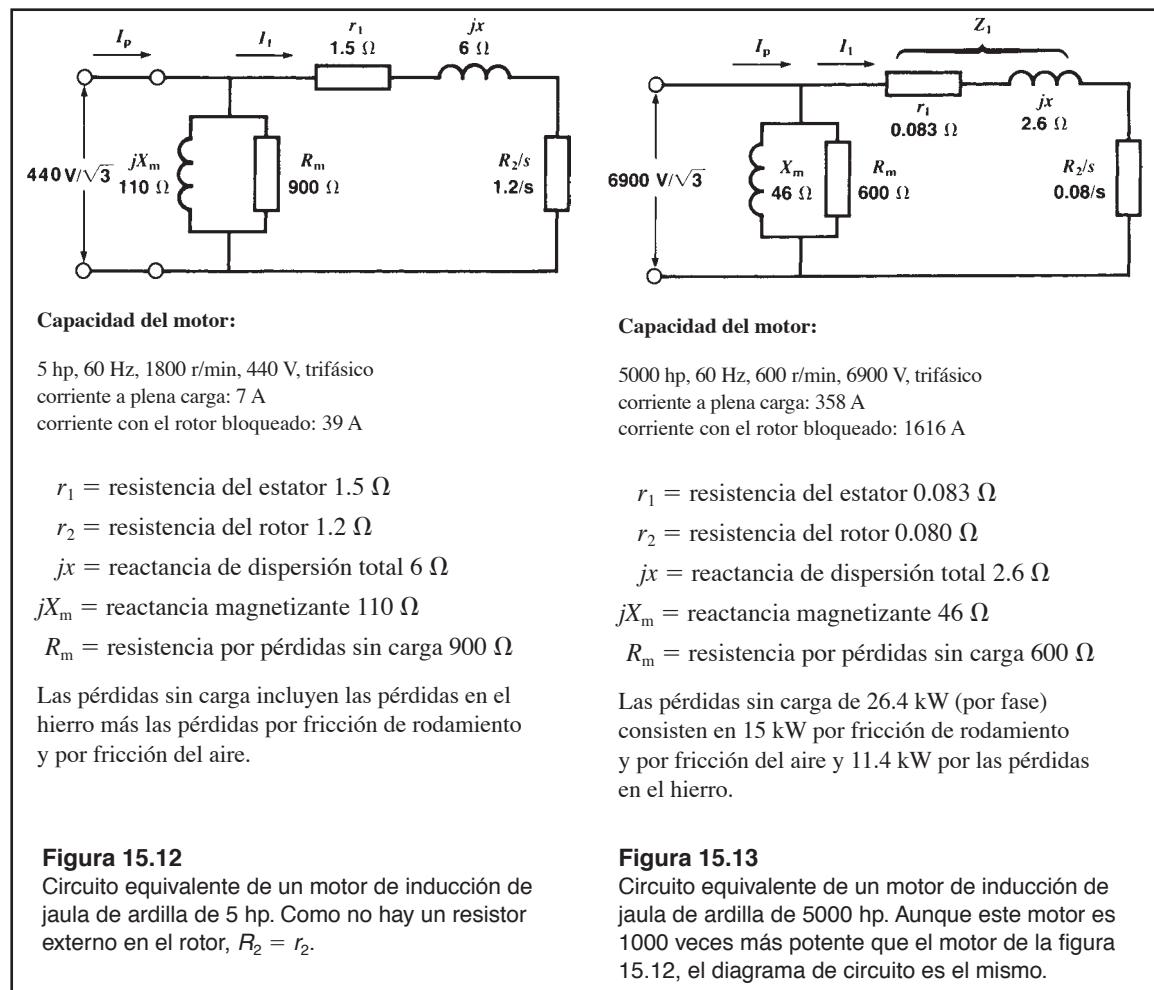
$$s_b = R_2/Z_1 = 1.2/6.18 = 0.194$$

5. La velocidad n_b correspondiente al momento de torsión máximo es

$$\begin{aligned} n_b &= n_s(1 - s_b) \\ &= 1800(1 - 0.194) \\ &= 1450 \text{ r/min} \end{aligned}$$

6. La corriente correspondiente al momento de torsión máximo es

$$I_{lb} = \frac{E_L}{2 Z_1 \cos \alpha/2}$$



$$= \frac{440/\sqrt{3}}{2 \times 6.18 \times 0.788} = 26.1 \text{ A}$$

7. La potencia suministrada al rotor es

$$\begin{aligned} P_r &= I_1^2 R_2 / s = I_1^2 Z_1 \\ &= 26.1^2 \times 6.18 = 4210 \text{ W} \end{aligned}$$

8. El momento de torsión máximo T_b es

$$\begin{aligned} T_b &= \frac{9.55 P_r}{n_s} \\ &= \frac{9.55 \times 4210}{1800} = 22.3 \text{ N}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

Observe que éste es el momento máximo de torsión desarrollado por fase. Por lo tanto, el momento de torsión total es $3 \times 22.3 = 67 \text{ N}\cdot\text{m}$.

15.7 Curva de par o momento de torsión-velocidad y otras características

Podemos determinar la curva de par o momento de torsión-velocidad completa del motor de 5 hp seleccionando varios valores de deslizamiento y resolviendo el circuito de la figura 15.12. Los resultados se muestran en la tabla 15A y la curva se da en la figura 15.14.

TABLA 15A CARACTERÍSTICA DE MOMENTO DE TORSIÓN-VELOCIDAD

Motor de inducción de jaula de ardilla de 5 hp, 440 V, 1800 r/min, 60 Hz

s	I_1	P_r	T	n
	[A]	[W]	[N·m]	[r/min]
0.0125	2.60	649	3.44	1777
0.025	5.09	1243	6.60	1755
0.026	5.29	1291	6.85	1753
0.05	9.70	2256	12.0	1710
0.1	17.2	3547	18.8	1620
0.2	26.4	4196	22.3	1440
0.4	33.9	3441	18.3	1080
0.6	36.6	2674	14.2	720
0.8	37.9	2150	11.4	360
1	38.6	1788	9.49	0

La potencia nominal de 5 hp se desarrolla cuando $s = 0.026$.

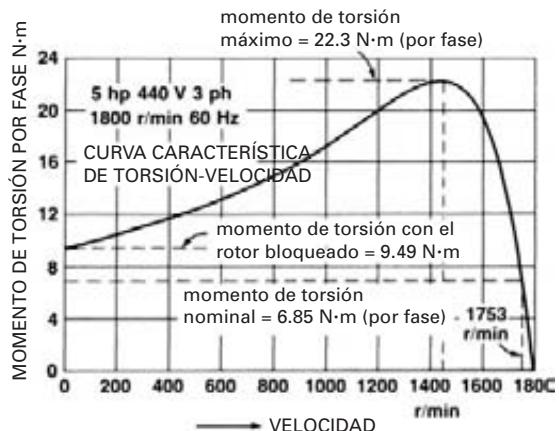


Figura 15.14

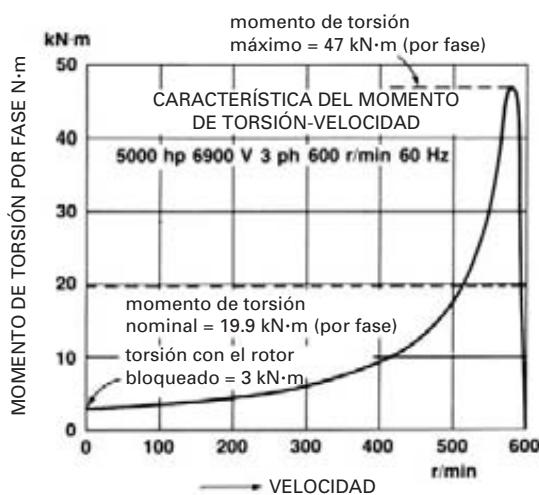
Curva de par o momento de torsión-velocidad de un motor de 5 hp.

Se hacen los mismos cálculos para el motor de 5000 hp. En la tabla 15B se muestran los resultados y en la figura 15.15 se da la curva de momento de torsión-velocidad. Observe el momento de torsión de arranque relativamente bajo para este gran motor, así como la velocidad casi síncrona desde la situación sin carga hasta el momento de torsión máximo. Estas características son típicas de los grandes motores de inducción de jaula de ardilla.

TABLA 15B CARACTERÍSTICA DE MOMENTO DE TORSIÓN-VELOCIDAD Y CARGA

Motor de inducción de jaula de ardilla de 5000 hp, 6900 V, 600 r/min, 60 Hz

s	Torsión [kN·m]	Potencia total [hp]	Velocidad [r/min]	$\cos \theta$ [%]	Eficiencia [%]	I_p
						[A]
2	1.49	-377	-600	4.9	—	1617
1	2.98	0	0	6.3	0	1616
0.6	4.95	500	240	8.2	23.4	1614
0.4	7.39	1120	360	10.6	40.8	1610
0.2	14.4	2921	480	17.7	64.7	1593
0.1	26.8	6095	540	30.8	80.4	1535
0.05	42.1	10114	570	51.7	89.5	1363
0.03077	47.0	11520	581.5	68.2	93.1	1133
0.02	43.1	10679	588	79.8	95.1	878
0.0067	19.9	5000	596	90.1	96.6	358
0.0033	10.2	2577	598	85.1	95.4	198

**Figura 15.15**

Curva de momento de torsión-velocidad de un motor de 5000 hp.

15.8 Propiedades de un generador asíncrono

Ya aprendimos que un motor de inducción de jaula de ardilla puede actuar como generador si es impulsado a una velocidad mayor a la síncrona. Ahora que tenemos el circuito equivalente del motor de 5 hp, podemos calcular la potencia que puede generar, junto con sus demás propiedades como generador.

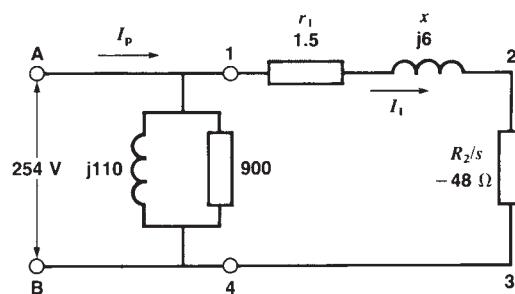
Conectemos el motor a una línea trifásica de 440 V y acelerémoslo a una velocidad de 1845 r/min, la cual está 45 r/min por encima de la velocidad síncrona. El deslizamiento es

$$\begin{aligned}s &= (n_s - n)/n_s \\ &= (1800 - 1845)/1800 \\ &= -0.025\end{aligned}$$

Por lo tanto, el valor de R_2/s en el circuito equivalente es,

$$\begin{aligned}R_2/s &= 1.2/(-0.025) \\ &= -48 \Omega\end{aligned}$$

La resistencia negativa indica que la potencia fluye del rotor al estator y no al contrario. Recurriendo a la figura 15.16 hacemos los cálculos siguientes:

**Figura 15.16**

Circuito equivalente de un motor de 5 hp que opera como generador asíncrono. Observe que en el circuito primario se refleja una resistencia negativa.

1. La resistencia neta de la rama 1-2-3-4 es

$$R_n = -48 + 1.5 = -46.5 \Omega$$

2. La impedancia de la rama 1-2-3-4 es

$$\begin{aligned}Z &= \sqrt{R_n^2 + x^2} \\ &= \sqrt{(-46.5)^2 + 6^2} \\ &= 46.88 \Omega\end{aligned}$$

3. La corriente en la rama 1-2-3-4 es

$$\begin{aligned}I_1 &= E/Z = 254/46.88 \\ &= 5.42 \text{ A}\end{aligned}$$

4. La potencia activa suministrada al rotor es

$$\begin{aligned}P_r &= I_1^2 R_2/s = 5.42^2 (-48) \\ &= -1410 \text{ W}\end{aligned}$$

Esta potencia negativa indica que fluyen 1410 W del rotor al estator.

5. Las pérdidas eléctricas I^2R en el rotor son

$$\begin{aligned}P_{jr} &= I_1^2 r_2 = 5.42^2 \times 1.2 \\ &= 35.2 \text{ W}\end{aligned}$$

6. La entrada de potencia mecánica al eje es igual a P_r más las pérdidas P_{jr} en el rotor:

$$\begin{aligned}P_m &= P_r + P_{jr} \\ &= 1410 + 35.2 \\ &= 1445 \text{ W}\end{aligned}$$

7. Las pérdidas eléctricas I^2R en el estator son

$$\begin{aligned}P_{js} &= I_1^2 r_1 = 5.42^2 \times 1.5 \\&= 44.1 \text{ W}\end{aligned}$$

8. Las pérdidas en el hierro más las pérdidas por fricción de rodamiento y por fricción del aire son

$$\begin{aligned}P_f + P_v &= E^2/R_m = 254^2/900 \\&= 71.7 \text{ W}\end{aligned}$$

9. La potencia activa suministrada a la línea que alimenta al motor es

$$\begin{aligned}P_e &= \text{potencia suministrada del rotor al estator} \\&\quad \text{menos las pérdidas} \\&= P_r - P_{js} - P_f - P_v \\&= 1410 - 44.1 - 71.7 \\&= 1294 \text{ W}\end{aligned}$$

(P_e para las tres fases = $3 \times 1294 = 3882 \text{ W}$)

10. La potencia reactiva absorbida por la reactancia de dispersión es

$$\begin{aligned}Q_1 &= I_1^2 x = 5.42^2 \times 6 \\&= 176 \text{ var}\end{aligned}$$

11. La potencia reactiva absorbida por la reactancia magnetizante es

$$\begin{aligned}Q_2 &= E^2/X_m = 254^2/110 \\&= 586 \text{ var}\end{aligned}$$

12. La potencia reactiva total absorbida por el motor es

$$\begin{aligned}Q &= Q_1 + Q_2 \\&= 176 + 586 = 762 \text{ vars}\end{aligned}$$

13. La potencia aparente en las terminales del generador A, B es

$$\begin{aligned}S &= \sqrt{P_e^2 + Q^2} = \sqrt{1294^2 + 762^2} \\&= 1502 \text{ VA}\end{aligned}$$

14. La corriente de línea I_p es

$$\begin{aligned}I_p &= S/E = 1502/254 \\&= 5.91 \text{ A}\end{aligned}$$

15. El factor de potencia en las terminales del generador es

$$\begin{aligned}\cos \theta &= P_e/S = 1294/1502 \\&= 0.861 = 86.1\%\end{aligned}$$

16. La eficiencia del generador asíncrono es

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{\text{potencia eléctrica útil}}{\text{entrada mecánica}} = \frac{P_e}{P_m} \\&= \frac{1294}{1445} = 0.895 = 89.5\%\end{aligned}$$

17. Los caballos de fuerza necesarios para impulsar el generador son

$$\begin{aligned}P_m &= 3 P_e/746 = 3 \times 1445/746 \\&= 5.81 \text{ hp}\end{aligned}$$

18. El par o momento de torsión ejercido por el motor impulsor es

$$T = \frac{9.55 \times P}{n} = \frac{9.55 \times 3 \times 1445}{1854} = 22.3 \text{ N}\cdot\text{m}$$

15.9 Pruebas para determinar el circuito equivalente

Los valores aproximados de r_1 , r_2 , X_m , R_m y x del circuito equivalente se pueden encontrar por medio de las pruebas siguientes.

Prueba sin carga. Cuando un motor de inducción funciona sin carga, el deslizamiento es sumamente pequeño. De acuerdo con la figura 15.6, esto significa que el valor de R_2/s es muy alto, por lo que la corriente I_1 es insignificante comparada con I_o . Por lo tanto, sin carga, el circuito se compone básicamente de la rama magnetizante X_m , R_m . Sus valores pueden determinarse midiendo el voltaje, la corriente y la potencia sin carga, como sigue:

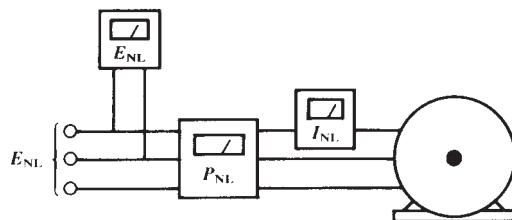
- a. Medir la resistencia del estator R_{LL} entre dos terminales cualesquiera. Suponiendo una conexión en Y, el valor de r_1 es

$$r_1 = R_{LL}/2$$

- b. Hacer funcionar el motor sin carga utilizando el voltaje línea a línea nominal, E_{NL} (Fig. 15.17). Medir la corriente sin carga I_{NL} y la potencia activa trifásica total P_{NL} .

Entonces se hacen los siguientes cálculos de la potencia aparente total SNL y la potencia reactiva total Q_{NL} :

$$\begin{aligned}S_{NL} &= E_{NL} I_{NL} \sqrt{3} \\Q_{NL} &= \sqrt{S_{NL}^2 - P_{NL}^2}\end{aligned}$$

**Figura 15.17**

Una prueba sin carga permite calcular X_m y R_m de la rama magnetizante.

$$\begin{aligned} P_f + P_v &= \text{pérdidas por fricción del} \\ &\quad \text{rodamiento, del aire y del hierro} \\ &= P_{NL} - 3 I_{NL}^2 r_1 \end{aligned}$$

La resistencia R_m que representa $P_f + P_v$ es

$$R_m = E_{NL}^2 / (P_f + P_v)$$

La reactancia magnetizante es

$$X_m = E_{NL}^2 / Q_{NL}$$

Prueba con el rotor bloqueado. Bajo un voltaje de línea nominal, cuando el rotor de un motor de inducción está bloqueado, la corriente I_p del estator es casi seis veces su valor nominal. Además, el deslizamiento s es igual a uno. Esto significa que r_2/s es igual a r_2 , donde r_2 es la resistencia del rotor reflejada en el estator. Como I_p es mucho más grande que la corriente de excitación I_o , podemos omitir la rama magnetizante. Esto da como resultado el circuito de la figura 15.9, compuesto de la reactancia de dispersión x , la resistencia r_1 del estator y la resistencia $R_2/s = r_2/1 = r_2$ reflejada del rotor. Sus valores se pueden determinar midiendo el voltaje, la corriente y la potencia en condiciones de rotor bloqueado, como sigue:

- Aplicar voltaje trifásico reducido al estator para que la corriente en el estator sea aproximadamente igual a su valor nominal.
- Tomar lecturas de E_{LR} (línea a línea), I_{LR} y de la potencia trifásica total P_{LR} (Fig. 15.18).

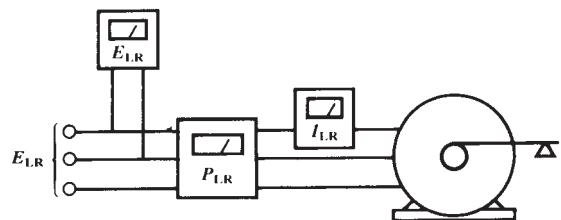
Entonces se hacen los cálculos siguientes:

$$S_{LR} = E_{LR} I_{LR} \sqrt{3}$$

$$Q_{LR} = \sqrt{S_{LR}^2 - P_{LR}^2}$$

$$x = Q_{LR} / 3 I_{LR}^2$$

$$3 I_{LR}^2 (r_1 + r_2) = P_{LR}$$

**Figura 15.18**

Una prueba con el rotor bloqueado permite calcular la reactancia de dispersión total x y la resistencia total ($r_1 + r_2$). Con estos resultados podemos determinar el circuito equivalente del motor de inducción.

Por lo tanto,

$$r_2 = P_{LR} / (3 I_{LR}^2) - r_1$$

En máquinas grandes se realizan pruebas más elaboradas, pero el procedimiento antes mencionado da resultados adecuados en la mayoría de los casos.

Ejemplo 15-1

Se realizó una prueba sin carga en un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla de 30 hp, 835 r/min, 440 V y 60 Hz, la cual dio los siguientes resultados:

Voltaje sin carga (línea a línea): 440 V

Corriente sin carga: 14 A

Potencia sin carga: 1470 W

Resistencia medida entre dos terminales: 0.5 Ω

La prueba con el rotor bloqueado, realizada con un voltaje reducido, dio los siguientes resultados:

Voltaje con el rotor bloqueado (línea a línea): 163 V

Potencia con el rotor bloqueado: 7200 W

Corriente con el rotor bloqueado: 60 A

Determine el circuito equivalente del motor.

Solución

Suponiendo que los devanados del estator están conectados en Y, la resistencia por fase es

$$r_1 = 0.5 \Omega / 2 = 0.25 \Omega$$

Con la prueba sin carga se encontró que

$$S_{\text{NL}} = E_{\text{NL}} I_{\text{NL}} \sqrt{3} = 440 \times 14 \sqrt{3}$$

$$= 10\,669 \text{ VA}$$

$$P_{\text{NI}} = 1470 \text{ W}$$

$$Q_{\text{NL}} = \sqrt{S_{\text{NL}}^2 - P_{\text{NL}}^2} = \sqrt{10\,669^2 - 1470^2} \\ = 10\,568 \text{ var}$$

$$X_m = E_{NL}^2/Q_{NL} = 440^2/10\,568 \\ = 18.3 \Omega$$

$$R_m = E_{NL}^2 / P_{NL} = 440^2 / (1470 - 3 \times 14^2 \times 0.25) \\ = 146 \Omega$$

Con la prueba del rotor bloqueado se encontró que

$$S_{\text{LR}} = E_{\text{LR}} I_{\text{LR}} \sqrt{3} = 163 \times 60 \sqrt{3}$$

$$= 16\,939 \text{ VA}$$

$$P_{\text{LR}} = 7200 \text{ W}$$

$$Q_{\text{LR}}^{\text{LR}} = \sqrt{S_{\text{LR}}^2 - P_{\text{LR}}^2} = \sqrt{16\,939^2 - 7200^2} \\ = 15\,333 \text{ var}$$

$$I_{\text{LB}} = 60 \text{ A}$$

La reactancia de dispersión total desplazada al estator es

$$x = \frac{Q_{\text{LR}}}{3 I_{\text{LP}}^2} = \frac{15\,333}{3 \times 60^2} = 1.42 \Omega$$

La resistencia total desplazada al estator es

$$r_1 + r_2 = P_{\text{LR}}/3 I_{\text{LR}}^2 = 7200/(3 \times 60^2) \\ \equiv 0.67 \Omega$$

$$r_1 = 0.25 \Omega$$

$$r_2 = 0.67 - 0.25 = 0.42 \Omega$$

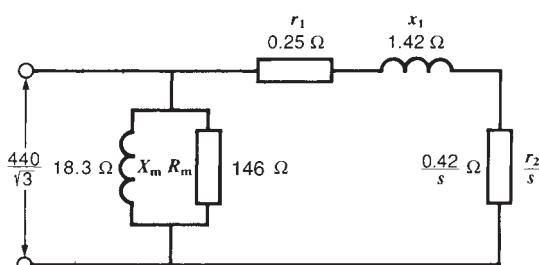


Figura 15.19

Determinación del circuito equivalente de un motor de inducción de jaula de ardilla (vea el ejemplo 15-1).

(En un motor de jaula de ardilla, $R_2 = r_2$ porque $R_v = 0$; vea la ecuación 15.1.)

El circuito equivalente se muestra en la figura 15.19.

Preguntas y problemas

- 15-1 Sin remitirse al texto, explique el significado de las impedancias, corrientes y voltajes de la figura 15.2.

15-2 Un motor de jaula de ardilla conectado en Y que tiene una velocidad síncrona de 900 r/min, tiene una resistencia de estator de 0.7Ω y una resistencia de rotor equivalente de 0.5Ω . Si la reactancia de dispersión total es de 5Ω y el voltaje de línea a neutro es de 346 V, calcule lo siguiente:

 - El valor de Z_1 y el ángulo α .
 - La velocidad cuando se alcanza el par o momento de torsión máximo.
 - La corriente I_1 correspondiente al par o momento de torsión máximo (vea la figura 15.9).
 - El valor del par o momento de torsión máximo [N·m].

15-3 En el problema 15-2 trace el circuito equivalente si el motor funciona a 950 r/min en la misma dirección que el flujo rotatorio. ¿La máquina opera como generador? Calcule el par o momento de torsión de la máquina.

b. Trace el circuito equivalente si el motor funciona a 950 r/min opuesto al flujo rotatorio. ¿La máquina opera como generador? Calcule el par o momento de torsión.

15-4 Un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla de 550 V, 1780 r/min y 60 Hz que funciona sin carga absorbe una corriente de 12 A y una potencia total de 1500 W. Calcule el valor de X_m y R_m por fase (vea la figura 15.2).

15-5 El motor del problema 15-4 absorbe una corriente de 30 A y una potencia de 2.43 kW cuando se conecta a una línea trifásica de 90 V con el rotor bloqueado. La resistencia entre dos terminales del estator es de 0.8Ω . Calcule los valores de r_1 , r_2 y x y el momento de torsión con el rotor bloqueado [N·m] y un voltaje nominal.

- 15-6 Si el voltaje de línea del motor de la figura 15.15 se reduce a 6200 V, calcule el nuevo par o momento de torsión máximo y el nuevo momento de torsión de arranque.

- 15-7 Un motor de jaula de ardilla trifásico de 440 V y 1800 r/min tiene las siguientes características:

$$r_1 = 1.5 \Omega$$

$$r_2 = 1.2 \Omega$$

$$x = 6$$

Si se puede omitir la rama magnetizante, calcule el valor del momento de torsión de arranque y el par o momento de torsión máximo si se conecta un resistor de 4.5Ω en serie a cada línea.

- 15-8 En el problema 15-7 calcule el par o momento de torsión de arranque y el par o momento de torsión máximo si se conecta un reactor de 4.5Ω en serie a cada línea.

Aplicación industrial

- 15-9 Considere el motor de 5 hp cuyo circuito equivalente se muestra en la figura 15.12.
- Calcule los valores de las inductancias (en milihenries) de las reactancias de dispersión y magnetizante.
 - Determine los valores de la reactancia de dispersión y la reactancia magnetizante a una frecuencia de 50 Hz.
 - Calcule el voltaje de línea a neutro a 50 Hz para obtener la misma corriente magnetizante y compárela con el voltaje a 60 Hz.
- 15-10 El motor de 5 hp representado por el circuito equivalente de la figura 15.12 está conectado a una fuente trifásica de 503 V (línea a línea) y 80 Hz. Se supone que las resistencias del estator y del rotor permanecen iguales.
- Determine el circuito equivalente cuando el motor funciona a 2340 r/min.
 - Calcule el valor del par o momento de torsión [N·m] y de la potencia [hp] desarrollados por el motor.

CAPÍTULO 16

Generadores síncronos

16.0 Introducción

Los generadores síncronos trifásicos son la fuente principal de toda la energía eléctrica que consumimos. Estas máquinas son los convertidores de energía más grandes del mundo. Conversan energía mecánica en energía eléctrica, en potencias de hasta 1500 MW. En este capítulo estudiaremos la construcción y las características de estos grandes y modernos generadores, los cuales están basados en los principios elementales que vimos en la sección 8.6. Por ello, es posible que el lector desee repasar dicho material antes de proseguir con la lectura.

16.1 Generadores síncronos comerciales

Los generadores síncronos comerciales se construyen con un campo magnético de cd estacionario o con uno rotatorio.

Un generador síncrono de *campo estacionario* tiene la misma apariencia externa que un generador de cd. Los polos salientes crean el campo de cd, el cual es cortado por una armadura rotatoria. La armadura posee un devanado trifásico cuyas terminales están conectadas a tres anillos colectores montados en el eje. Un juego de escobillas que se deslizan sobre los anillos colectores permite conectar la armadura a una carga trifásica externa. La armadura es impulsada por un motor de gasolina, o alguna otra fuente de potencia motriz. Confor-

me gira, se induce un voltaje trifásico, cuyo valor depende de la velocidad de rotación y de la corriente directa de excitación en los polos estacionarios. La frecuencia del voltaje depende de la velocidad y del número de polos en el campo. Se utilizan generadores de campo estacionario cuando la salida de potencia es de menos de 5 kVA. Sin embargo, para una salida más grande, es más barato, más seguro y más práctico emplear un campo rotatorio de cd.

Un generador síncrono de *campo rotatorio* tiene una armadura estacionaria llamada estator. El devanado trifásico del estator está conectado directamente a la carga, sin pasar por grandes y poco confiables anillos colectores y escobillas. Un estator estacionario también facilita el aislamiento de los devanados porque no están sujetos a fuerzas centrifugas. La figura 16.1 es un diagrama esquemático de dicho generador, llamado en ocasiones *alternador*. El campo es excitado por un generador de cd, casi siempre montado en el mismo eje. Observe que las escobillas que están en el conmutador se tienen que conectar a otro juego de escobillas montado sobre anillos colectores para alimentar la corriente directa I_x al campo rotatorio.

16.2 Número de polos

El número de polos en un generador síncrono depende de la velocidad de rotación y de la frecuencia que deseamos producir. Considere, por ejemplo, el conductor

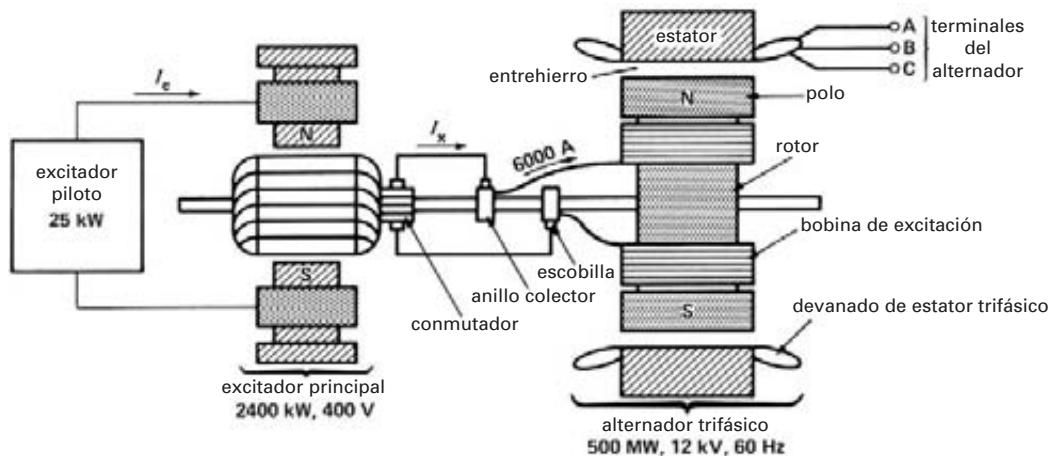
**Figura 16.1**

Diagrama esquemático y vista de corte transversal de un generador síncrono de 500 MW típico y su excitador de cd de 2400 kW. La corriente directa de excitación I_x (6000 A) fluye por el conmutador y por dos anillos colectores. La corriente directa de control I_c del excitor piloto permite controlar el campo variable del excitor principal, el que, a su vez, controla a I_x .

de un estotor que es barrido sucesivamente por los polos N y S del rotor. Si se induce un voltaje positivo cuando un polo N pasa frente al conductor, se induce un voltaje negativo similar cuando el polo S hace lo mismo. Por lo tanto, cada vez que un par completo de polos cruza el conductor, el voltaje inducido realiza un ciclo completo. Esto es cierto para cada dos conductores del estotor; por consiguiente, podemos deducir que la frecuencia del alternador es

$$f = \frac{pn}{120} \quad (16.1)$$

donde

f = frecuencia del voltaje inducido [Hz]

p = número de polos en el rotor

n = velocidad del rotor [r/min]

Ejemplo 16-1

Una turbina hidráulica que gira a 200 r/min está conectada a un generador síncrono. Si la frecuencia del voltaje inducido es de 60 Hz, ¿cuántos polos tiene el rotor?

Solución

Según la ecuación 16.1, tiene

$$\begin{aligned} p &= 120f/n \\ &= 120 \times 60/200 \\ &= 36 \text{ polos o } 18 \text{ pares de polos N y S} \end{aligned}$$

16.3 Características principales del estotor

Desde un punto de vista eléctrico, el estotor de un generador síncrono es idéntico al de un motor de inducción trifásico (sección 13.17). Se compone de un núcleo cilíndrico laminado que contiene un conjunto de ranuras que portan un devanado trifásico imbricado (Figs. 16.2, 16.3). El devanado siempre está conectado en Y y el neutro está conectado a tierra. Se prefiere una conexión en Y a una delta porque

1. El voltaje por fase es de sólo $1/\sqrt{3}$ o 58% del voltaje entre líneas. Esto significa que el voltaje más alto entre un conductor del estotor y el núcleo de éste conectado a tierra es de sólo el 58% del voltaje de línea. Por consiguiente, podemos reducir la cantidad de aislante en las ranuras, lo que, a su vez, nos permite incrementar el diámetro de los conductores. Un conductor más grande nos permite incrementar la corriente y, por ende, la salida de potencia de la máquina.

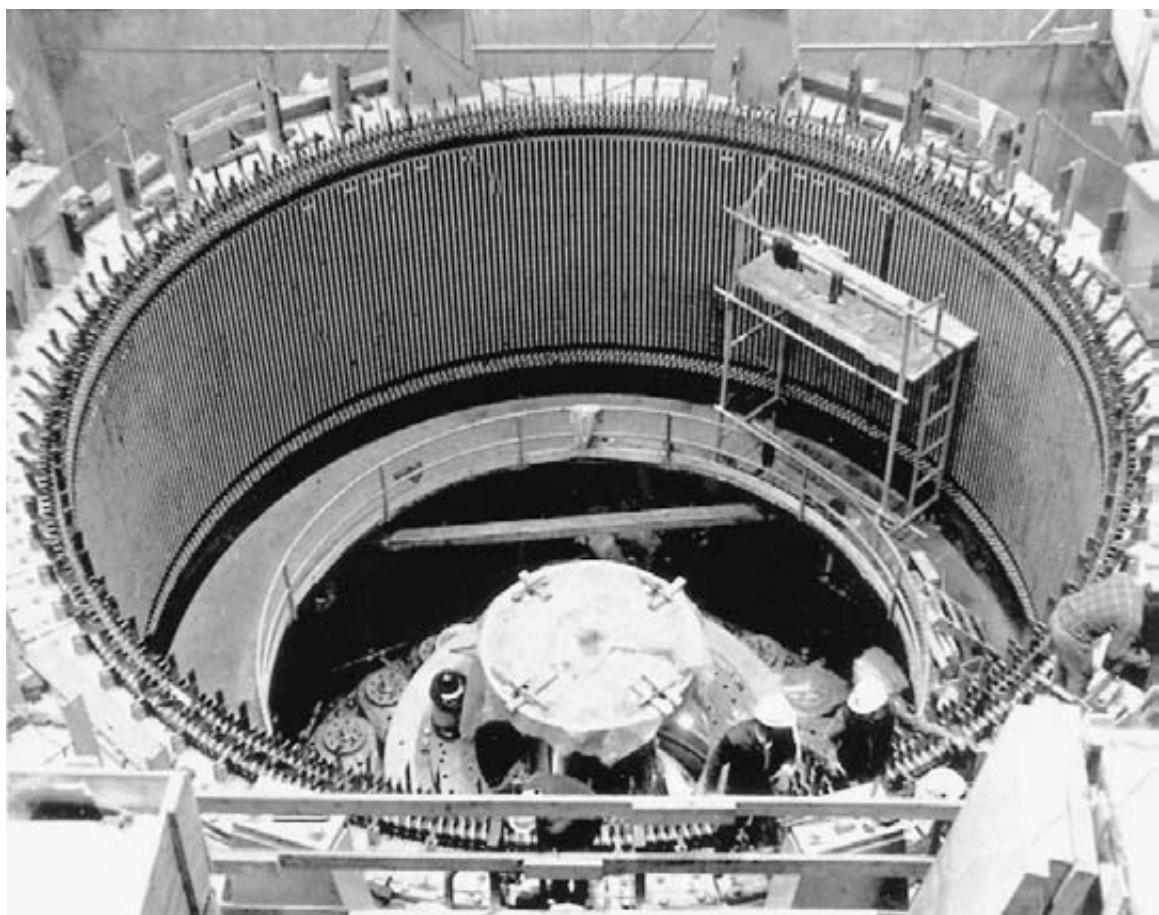


Figura 16.2a

Estator de un generador trifásico de 500 MVA, con factor de potencia de 0.95, 15 kV, 60 Hz y 200 r/min. Diámetro interno: 9250 mm; longitud axial efectiva de las laminaciones de hierro: 2350 mm; 378 ranuras.
(Cortesía de Marine Industrie)

2. Cuando un generador síncrono está sometido a carga, el voltaje inducido en cada fase se distorsiona y la forma de onda deja de ser sinusoidal. La distorsión se debe principalmente a un indeseado voltaje de *tercer armónico* cuya frecuencia es tres veces la frecuencia fundamental. Con una conexión en Y, los armónicos de línea a neutro distorsionantes no aparecen entre las líneas porque se cancelan entre sí. Por consiguiente, los voltajes de línea permanecen sinusoidales en todas las condiciones de carga. Desafortunadamente, cuando se utiliza una

conexión delta, los voltajes armónicos no se cancelan, sino que se acumulan. Como la conexión delta es cerrada, producen una corriente circulante de tercer armónico, la cual incrementa las pérdidas eléctricas I^2R .

El voltaje de línea nominal de un generador síncrono depende de su capacidad de kVA. En general, mientras más grande es la capacidad de potencia, más alto es el voltaje. Sin embargo, el voltaje nominal entre líneas rara vez excede los 25 kV porque el aislamiento incrementado en las ranuras ocupa un valioso espacio a expensas de los conductores de cobre.

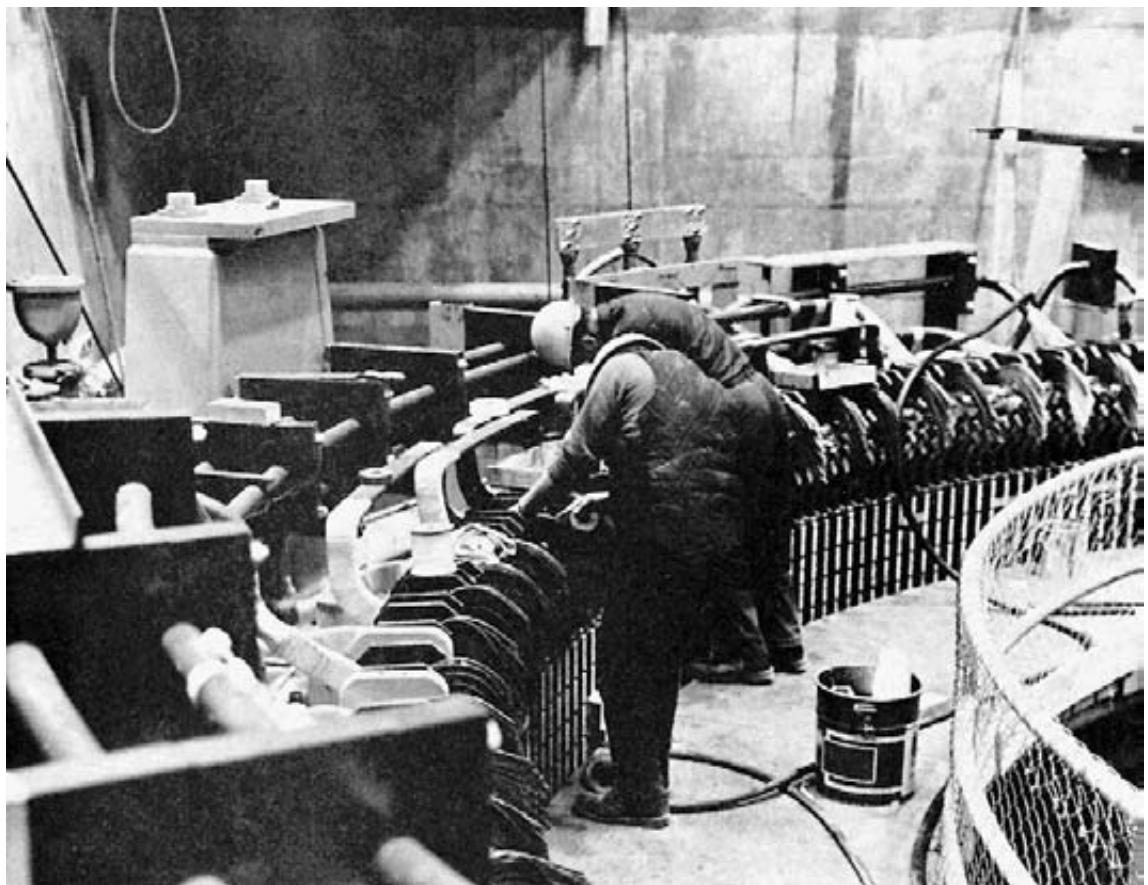


Figura 16.2b

Las barras de cobre que conectan polos sucesivos del estator están diseñadas para transportar una corriente de 3200 A. La salida total es de 19 250 A por fase.

(Cortesía de Marine Industrie)

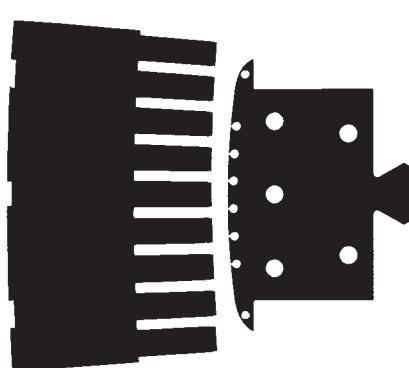


Figura 16.2c

El estator se compone de segmentos dentados de laminaciones de acero al hierro-silicio de alta calidad (0.5 mm de espesor), cubiertas con un barniz aislante. Las ranuras son de 22.3 mm de ancho y 169 mm de profundidad. Los polos salientes del rotor se componen de laminaciones de hierro mucho más gruesas (2 mm). Estas laminaciones no están aisladas porque el flujo de cd que transportan no varía. El ancho de los polos de punta a punta es de 600 mm y la longitud del entrehierro es de 33 mm. Los 8 agujeros redondos en la cara del polo saliente portan las barras de un devanado de jaula de ardilla.

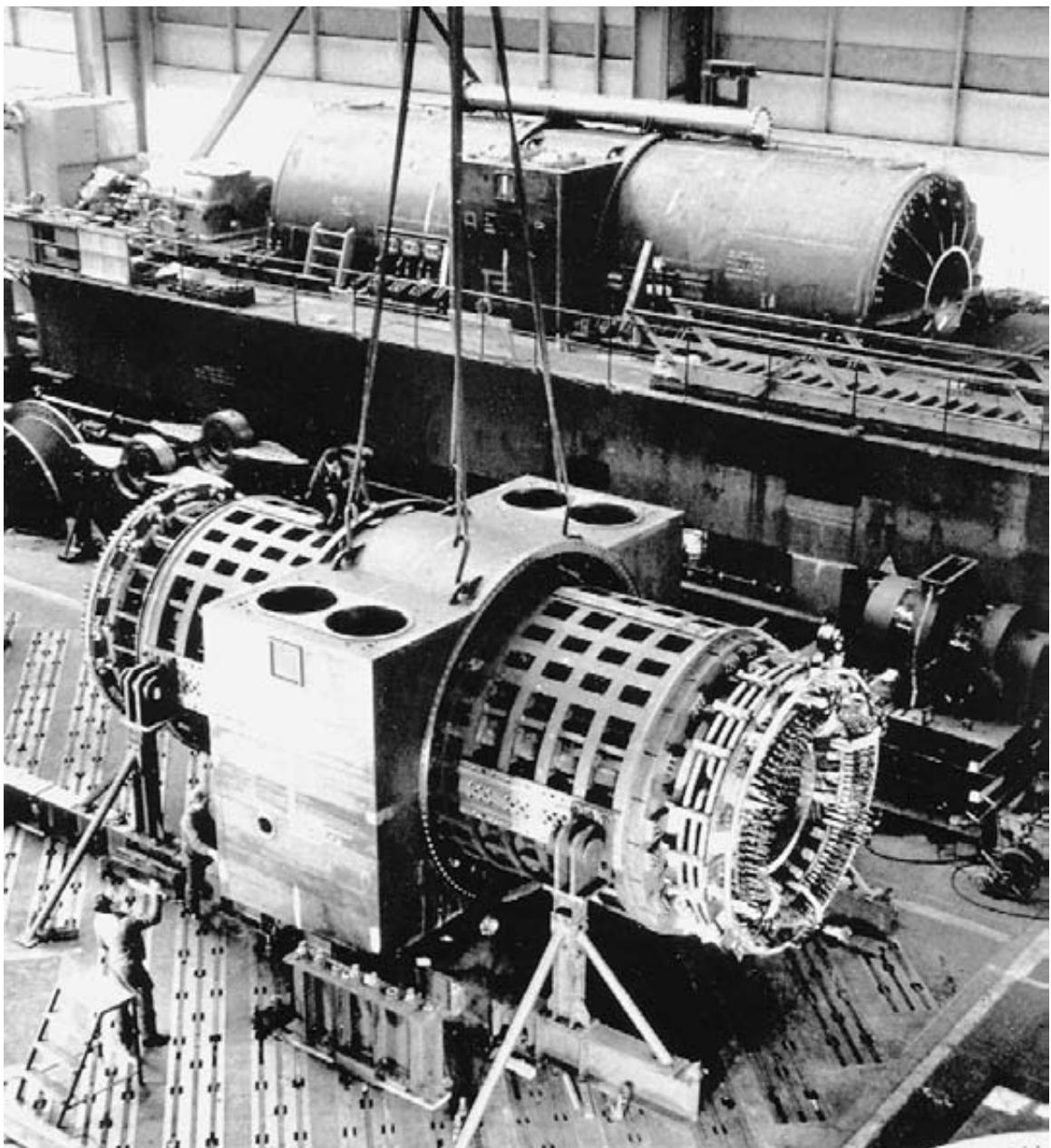


Figura 16.3

Construcción del estator de un generador trifásico de turbina de vapor, de 722 MVA, 3600 r/min, 19 kV y 60 Hz. Los devanados son enfriados por agua. El estator estará completamente encerrado en una caja de metal (vea el fondo). La caja contiene hidrógeno a presión para mejorar aún más el enfriamiento.
(Cortesía de ABB)

16.4 Características principales del rotor

Los generadores síncronos se construyen con dos tipos de rotores: rotores de polos salientes y rotores cilíndricos lisos. Por lo general, los de polos salientes son impulsados por turbinas hidráulicas de baja velocidad, y los cilíndricos, por turbinas de vapor de alta velocidad.

1. Rotores de polos salientes. La mayoría de las turbinas hidráulicas tienen que girar a bajas velocidades (entre 50 y 300 r/min) para extraer la máxima potencia de una cascada. Como el rotor está directamente acoplado a la rueda hidráulica, y como se requiere una frecuencia de 50 o 60 Hz, se necesita un gran número de polos en el rotor. Los rotores de baja velocidad siempre tienen un gran diámetro a fin de proporcionar el espacio necesario para los polos. Los polos salientes están montados en un gran armazón circular de acero, el cual está fijo en un eje vertical rotatorio (Fig. 16.4). Para garantizar un buen enfriamiento, las bobinas de campo

están hechas de barras de cobre desnudo, con las vueltas aisladas entre sí por tiras de mica (Fig. 16.5). Las bobinas están conectadas en serie, con polos adyacentes de polaridades opuestas.

Además del devanado de campo de cd, con frecuencia se agrega un devanado de jaula de ardilla, insertado en las caras polares (Fig. 16.6). En condiciones normales, este devanado no transporta corriente porque el rotor gira a velocidad síncrona. Sin embargo, cuando la carga en el generador cambia de repente, la velocidad del rotor comienza a fluctuar y se producen variaciones de velocidad momentáneas por encima y por debajo de la velocidad síncrona. Esto induce un voltaje en el devanado de jaula de ardilla que hace que fluya una gran corriente adentro de él. La corriente reacciona con el campo magnético del estator y produce fuerzas que amortiguan las oscilaciones del rotor. Por esta razón, el devanado de jaula de ardilla también se conoce como *devanado amortiguador*.

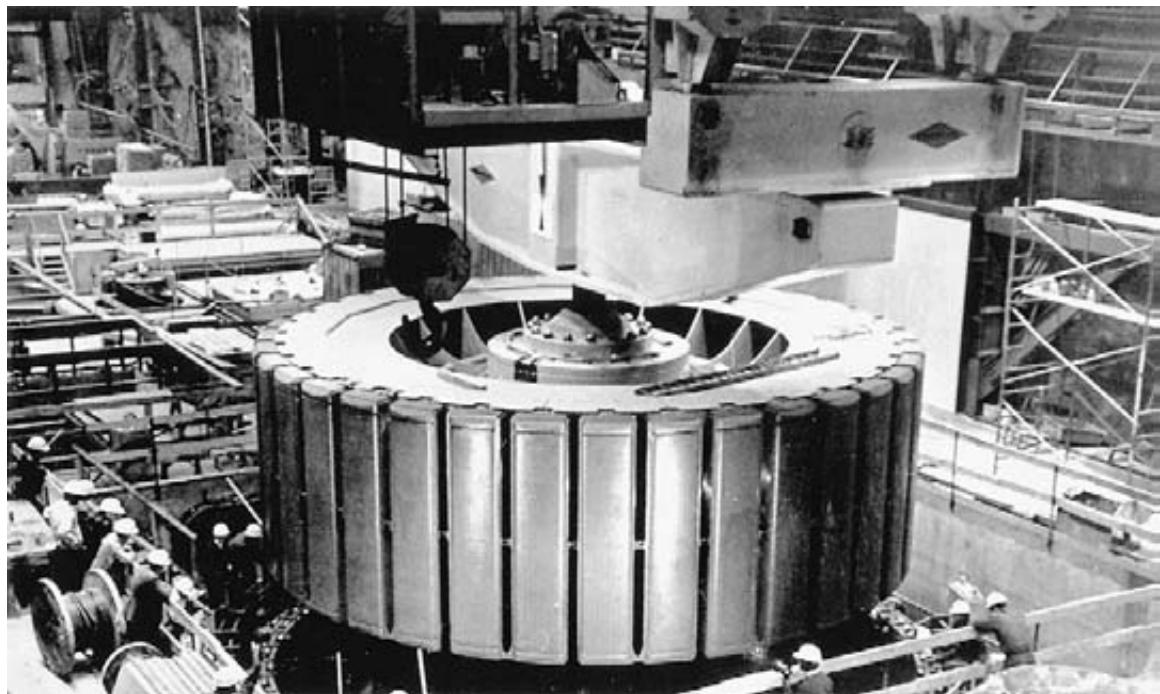


Figura 16.4

Este rotor de 36 polos se está bajando al interior del estator mostrado en la figura 16.2. La corriente directa de excitación de 2400 A es suministrada por un rectificador electrónico de 330 V. Otros detalles: masa: 600 t; momento de inercia: 4140 t·m²; entrehierro: 33 mm.

(Cortesía de Marine Industrie)



Figura 16.5

Este devanado de rotor para un generador de polos salientes de 250 MVA consiste en 18 vueltas de barras de cobre desnudo de 89 mm de ancho y 9 mm de espesor.



Figura 16.6

Polo saliente de un generador de 250 MVA que muestra 12 ranuras para el devanado de jaula de ardilla.

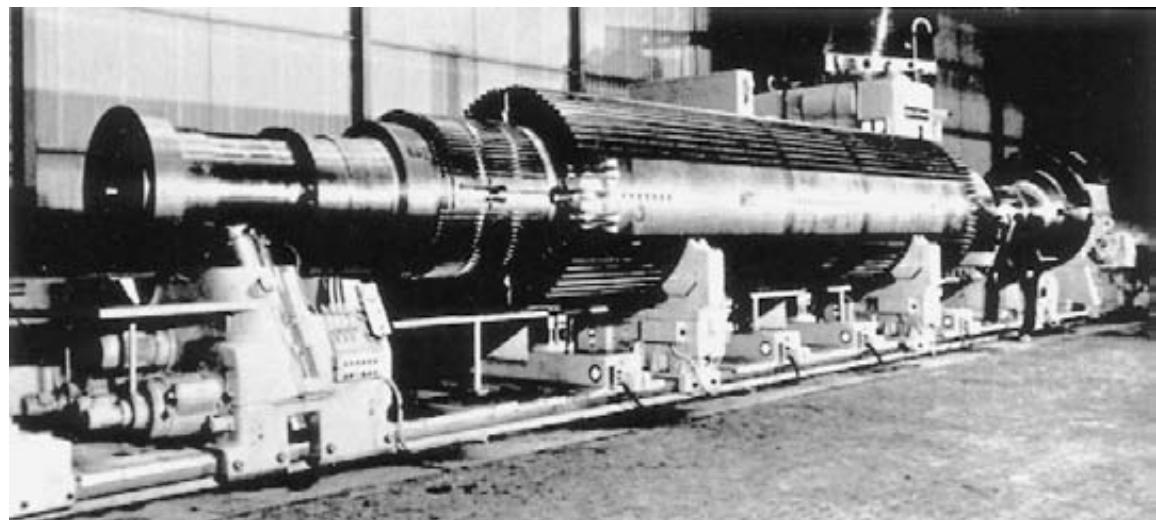
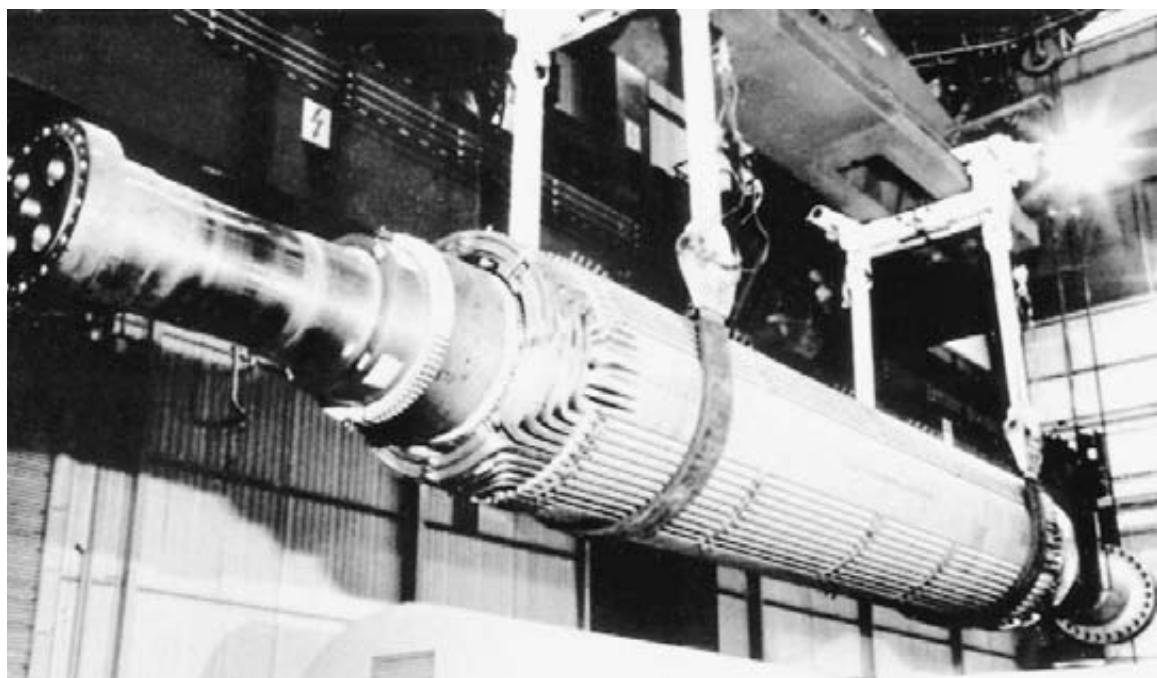


Figura 16.7a

Rotor de un generador trifásico para turbina de vapor, de 1530 MVA, 1500 r/min, 27 kV y 50 Hz. Se están fresando las 40 ranuras longitudinales en la masa de acero sólido, las cuales contendrán el devanado de cd. Longitud magnética axial efectiva: 7490 mm; diámetro: 1800 mm.

(Cortesía de Allis-Chalmers Power Systems Inc., West Allis, Wisconsin)

**Figura 16.7b**

Rotor con su devanado de cd de 4 polos. Masa total: 204 t; momento de inercia: $85 \text{ t}\cdot\text{m}^2$; entrehierro: 120 mm. La corriente directa de excitación de 11.2 kA es suministrada por un excitador de cd de 600 V sin escobillas atornillado en el extremo del eje principal.

(Cortesía de Allis-Chalmers Power Systems Inc., West Allis, Wisconsin)

El devanado amortiguador también tiende a mantener equilibrados los voltajes trifásicos entre las líneas, aun cuando las corrientes sean desiguales debido a las condiciones de carga desequilibrada.

2. Rotores cilíndricos. Es bien sabido que las turbinas de vapor de alta velocidad son más pequeñas y más eficientes que las de baja velocidad. Lo mismo sucede con los generadores síncronos de alta velocidad. Sin embargo, para generar la frecuencia requerida no podemos utilizar menos de dos polos y esto fija la velocidad más alta posible. En un sistema de 60 Hz es de 3600 r/min. La siguiente velocidad más baja es de 1800 r/min, que corresponde a una máquina de 4 polos. Por consiguiente, estos *generadores de turbina de vapor* poseen ya sea 2 o 4 polos.

El rotor de un generador de turbina es un cilindro largo y sólido de acero que contiene una serie de ranuras longitudinales fresadas en la masa cilíndrica (Fig. 16.7). Se utilizan bobinas de campo concéntricas, firmemente insertadas en las ranuras y retenidas

por anillos extremos de alta resistencia,* para crear los polos N y S.

La alta velocidad de rotación produce grandes fuerzas centrífugas, las cuales imponen un límite máximo en el diámetro del rotor. En el caso de un rotor que gira a 3600 r/min, el límite elástico del acero requiere que el fabricante limite el diámetro a un máximo de 1.2 m. Por otra parte, para construir los poderosos generadores de 1000 MVA a 1500 MVA, el volumen de los rotores tiene que ser grande. En consecuencia, los rotores de alta potencia y alta velocidad tienen que ser muy largos.

16.5 Excitación de campo y excitadores

La excitación de campo de cd de un gran generador síncrono es una parte importante de su diseño global.

* Vea la figura 11.28 (capítulo 11).

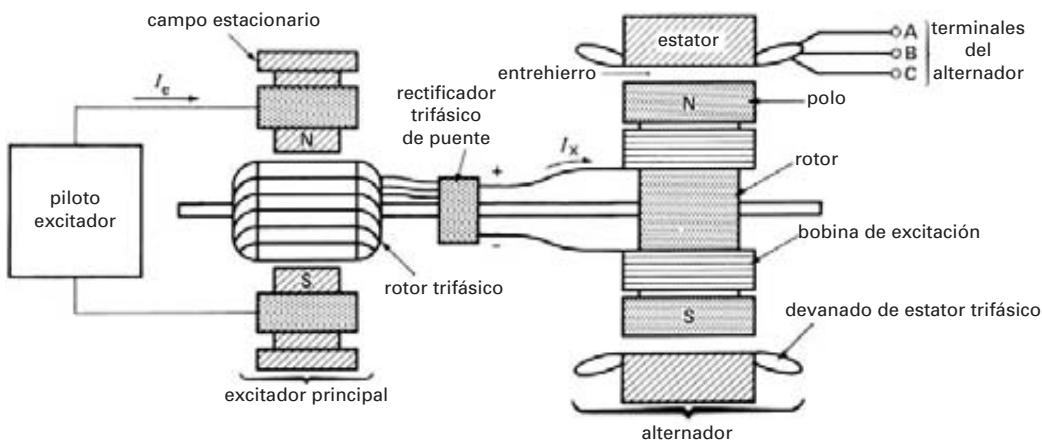


Figura 16.8
Sistema excitador sin escobillas típico.

La razón es que el campo debe garantizar no sólo un voltaje terminal de ca estable, sino que también debe responder a cambios repentinos de carga para mantener la estabilidad del sistema. La prontitud de respuesta es una de las características importantes de la excitación de campo. Para lograrla, se utilizan dos generadores de cd: un excitador principal y un *excitador piloto*. También se emplean excitadores estáticos sin partes rotatorias.

El excitador principal alimenta la corriente de excitación al campo del generador síncrono por medio de escobillas y anillos colectores. En condiciones normales, el voltaje del excitador queda entre 125 y 600 V. Es regulado manual o automáticamente por señales de control que varían la corriente I_c , producida por el excitador piloto (Fig. 16.1).

La capacidad de potencia del excitador principal depende de la capacidad del generador síncrono. Por lo general, se requiere un excitador de 25 kW para excitar un alternador de 1000 kVA (2.5% de su capacidad), mientras que un excitador de 2500 kW es suficiente para un alternador de 500 MW (sólo 0.5% de su capacidad).

En condiciones normales, la excitación varía automáticamente. Responde a los cambios de carga con el objeto de mantener un voltaje de línea de ca constante o para controlar la potencia reactiva suministrada al sistema de servicio eléctrico. Una perturbación seria en el sistema puede producir una caída de voltaje repentina a través de las terminales del alternador. Entonces el excitador debe reaccionar con rapidez para evitar que el voltaje de ca disminuya. Por ejemplo, el

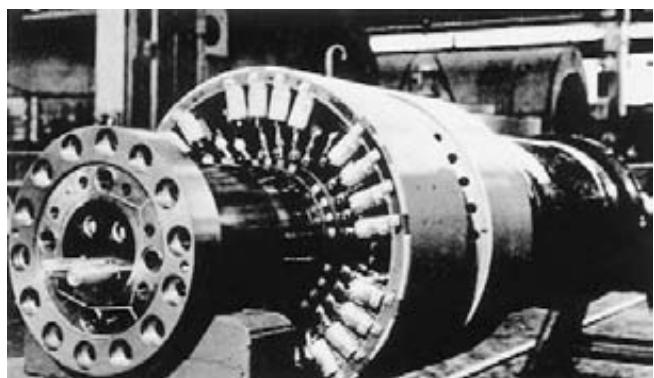
voltaje excitador tiene que elevarse al doble de su valor normal en sólo 300 o 400 milisegundos. Ésta es una respuesta muy rápida, considerando que la potencia del excitador puede ser de varios miles de kilowatts.

16.6 Excitación sin escobillas

Debido al desgaste de las escobillas y al polvo de carbón, constantemente se tienen que limpiar, reparar y reemplazar las escobillas, los anillos colectores y los commutadores en sistemas de excitación de cd convencionales. Para eliminar el problema, se han desarrollado *sistemas de excitación sin escobillas*. Estos sistemas se componen de un generador de campo estacionario trifásico cuya salida de ca es rectificada por un grupo de rectificadores. La salida de cd de los rectificadores es alimentada directamente al campo del generador síncrono (Fig. 16.8).

La armadura de un excitador de ca y los rectificadores están montados en el eje principal y giran junto con el generador síncrono. Al comparar el sistema de excitación de la figura 16.8 con el de la figura 16.1, podemos ver que son idénticos, excepto que el rectificador trifásico reemplaza el commutador, los anillos colectores y las escobillas. En otras palabras, el commutador (que en realidad es un rectificador mecánico) es reemplazado por un rectificador electrónico. El resultado es que las escobillas y los anillos colectores ya no son necesarios.

La corriente directa de control I_c del piloto excitador regula la salida del excitador principal I_x , como en

**Figura 16.9**

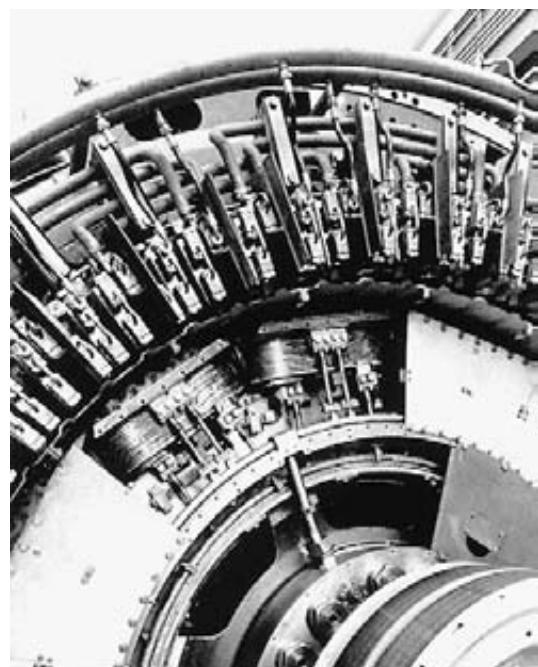
Este excitador sin escobillas proporciona la corriente directa para el rotor mostrado en la figura 16.7. El excitador consiste en un generador de 7000 kVA y dos juegos de diodos. Cada juego, correspondiente a las terminales positiva y negativa, está alojado en los anillos montados en el eje, como se ve en el centro de la fotografía. El excitador de ca se ve a la derecha. Los dos conductores redondos que sobresalen del centro del eje (primer plano) conducen la corriente de excitación al generador de 1530 MVA. (Cortesía de Allis-Chalmers Power Systems Inc., West Allis, Wisconsin)

el caso de un excitador de cd convencional. Por lo general, la frecuencia del excitador principal es de dos a tres veces la frecuencia del generador síncrono (60 Hz). El incremento de la frecuencia se obtiene utilizando más polos en el excitador que en el generador síncrono. La figura 16.9 muestra la parte rotatoria de un excitador sin escobillas típico. También se emplean excitadores estáticos que no implican partes rotatorias.

16.7 Factores que afectan el tamaño de los generadores síncronos

La prodigiosa cantidad de energía generada por las compañías eléctricas ha hecho que éstas estén muy conscientes de la eficiencia de sus generadores. Por ejemplo, si la eficiencia de estación generadora de 1000 MW mejora en sólo 1%, representa ingresos extra de varios miles de dólares al día. A este respecto, el tamaño del generador es particularmente importante porque su eficiencia mejora automáticamente conforme se incrementa la potencia. Por ejemplo, si un pequeño generador síncrono de 1 kilowatt tiene una eficiencia de 50%, un modelo más grande pero similar de 10 MW de capacidad *inevitablemente* tiene una eficiencia de casi 90%. Esta mejora de la eficiencia con el tamaño es la razón por la cual los generadores síncronos de 1000 MW y más poseen eficiencias del orden de 99%.

Otra ventaja de las máquinas grandes es que la salida de potencia por kilogramo se incrementa a medida que se incrementa la potencia. Por ejemplo, si un generador de 1 kW pesa 20 kg (y produce 1000 W/20

**Figura 16.10**

Vista parcial de un generador trifásico de polos salientes de 87 MVA, 428 r/min y 50 Hz. Tanto el rotor como el estator son enfriados por agua. La alta resistividad del agua pura y el uso de tubería de plástico aislante permiten poner al agua en contacto directo con las partes conductoras de la máquina. (Cortesía de ABB)

$\text{kg} = 50 \text{ W/kg}$, uno de 10 MW de construcción similar pesará sólo 20 000 kg y producirá 500 W/kg. Desde el punto de vista de potencia, las grandes máquinas pesan relativamente menos que las pequeñas, así que son más baratas. En la sección 16.24 veremos por qué la eficiencia y la salida por kilogramo se incrementan con el tamaño.

Por ende, todo favorece a las grandes máquinas. No obstante, conforme se incrementa su tamaño, se presentan serios problemas de enfriamiento. De hecho, las máquinas grandes producen inherentemente pérdidas de alta potencia por unidad de área (W/m^2); en consecuencia, tienden a sobrecalentarse. Para evitar una elevación de temperatura inaceptable, debemos diseñar sistemas de enfriamiento eficientes cada vez más elaborados conforme se incrementa la potencia. Por ejemplo, un sistema de circulación de aire frío es adecuado para enfriar generadores síncronos de menos de 50 MW, pero entre 50 MW y 300 MW tenemos que recurrir a enfriamiento por medio de hidrógeno. Los generadores muy grandes, en el rango de 1000 MW, tienen que estar equipados con conductores huecos enfriados por agua. Por último, se llega a un punto donde el costo incrementado del enfriamiento excede los ahorros obtenidos en otros rubros, lo cual fija el límite máximo del tamaño.

Para resumir, la evolución de los alternadores grandes ha sido determinada principalmente por la evolu-

ción de sofisticadas técnicas de enfriamiento (Figs. 16.10 y 16.11). Otros avances tecnológicos, como mejores materiales y devanados novedosos, también han desempeñado un papel importante en la modificación del diseño de las primeras máquinas (Fig. 16.12).

Por lo que se refiere a la velocidad, los generadores de baja velocidad siempre son más grandes que las máquinas de alta velocidad de igual potencia. La magnitud de la baja velocidad simplifica el problema de enfriamiento; un buen sistema de enfriamiento, completado con un intercambiador de calor, suele ser suficiente. Por ejemplo, los grandes generadores síncronos de 500 MVA y 200 r/min de baja velocidad instalados en una planta hidroeléctrica típica son enfriados por aire mientras que las unidades de 500 MVA y 1800 r/min mucho más pequeñas de alta velocidad instaladas en una planta de vapor tienen que ser enfriadas por hidrógeno.

16.8 Curva de saturación sin carga

La figura 16.13a muestra un generador síncrono de 2 polos que opera sin carga. Es impulsado a velocidad constante por una turbina (que no se muestra). Los conductores del estator trifásico conectado en Y se conectan a las terminales A, B, C, N y una corriente de excitación variable I_x produce el flujo en el entrehierro.

Incrementemos gradualmente la corriente de excitación mientras observamos el voltaje de ca E_o entre la

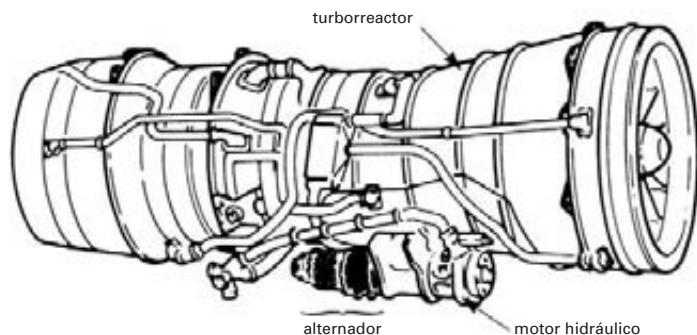
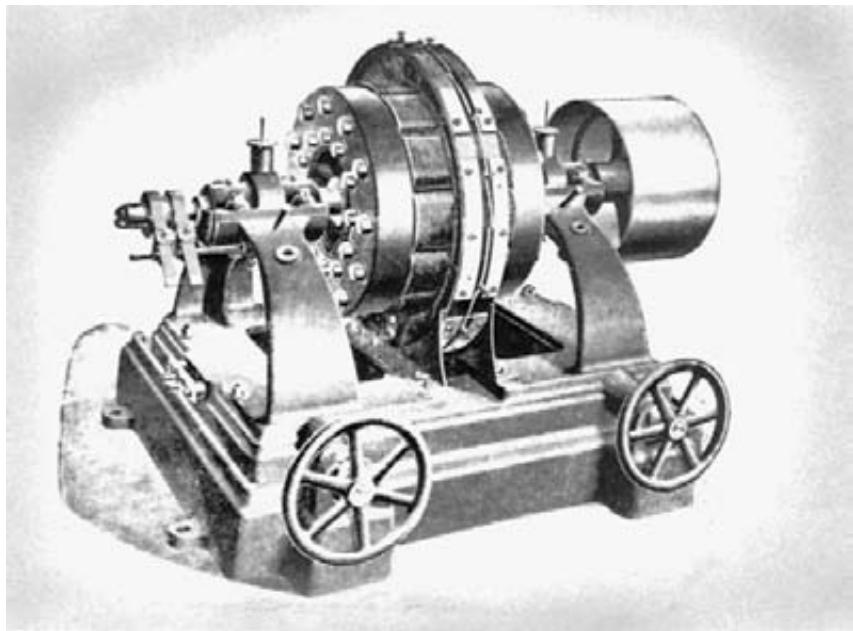


Figura 16.11

La energía eléctrica requerida a bordo del Concorde es suministrada por cuatro generadores trifásicos de 60 kVA, 200/115 V, 12 000 r/min y 400 Hz. Cada generador es impulsado por un motor hidráulico, el cual absorbe una pequeña parte de la enorme potencia desarrollada por los motores de turborreacción. El fluido hidráulico que sale del motor hidráulico se utiliza para enfriar el generador y luego es reciclado. El generador solo pesa únicamente 54.5 kg. (Cortesía de Air France)

**Figura 16.12**

Este generador de campo rotatorio fue instalado por primera vez en Estados Unidos en 1888. Se utilizaba en un sistema de alumbrado público de 1000 lámparas. El alternador era impulsado por un motor de vapor de 1100 r/min y tenía una salida nominal de 2000 V y 30 A a una frecuencia de 110 Hz. Pesaba 2320 kg, lo que representa 26 W/kg. Un generador moderno de igual velocidad y potencia produce aproximadamente 140 W/kg y ocupa sólo un tercio de espacio de piso.

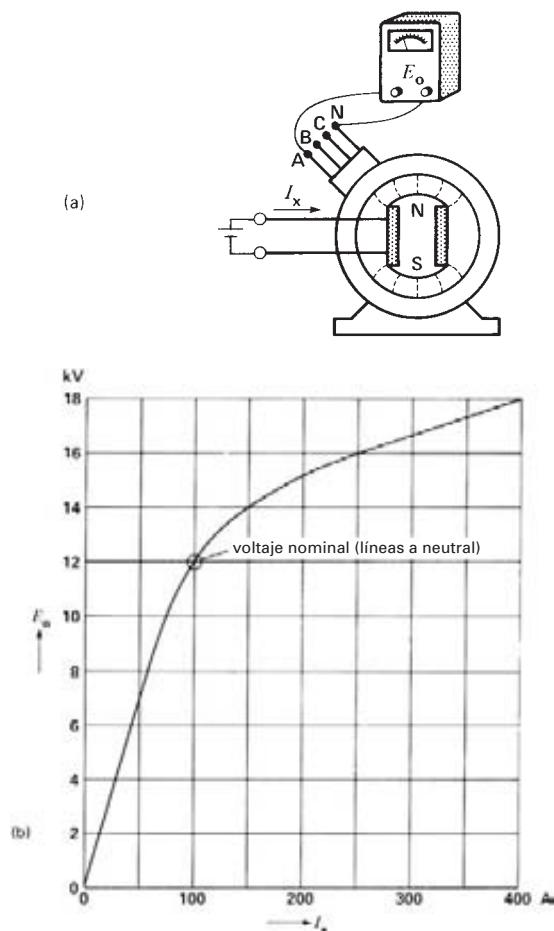
terminal A, por ejemplo, y el neutro N. Con valores pequeños de I_x , el voltaje se incrementa en proporción directa a la corriente de excitación. Sin embargo, conforme el hierro comienza a saturarse, el voltaje se eleva mucho menos con el mismo incremento de I_x . Si trazamos la curva de E_o contra I_x , obtenemos la *curva de saturación sin carga* del generador síncrono. Es similar a la de un generador de cd (sección 4.13).

La figura 16.13b muestra la curva de saturación sin carga real de un generador trifásico de 36 MW cuyo voltaje nominal es de 12 kV (línea a neutro). Hasta aproximadamente 9 kV, el voltaje se incrementa en proporción a la corriente, pero luego el hierro comienza a saturarse. Por lo tanto, una corriente de excitación de 100 A produce una salida de 12 kV, pero si se duplica la corriente, el voltaje se eleva sólo a 15 kV.

La figura 16.13c es un diagrama esquemático del generador que muestra el rotor giratorio y las tres fases en el estator.

16.9 Reactancia síncrona —círculo equivalente de un generador de ca

Considere un generador síncrono trifásico con terminales A, B, C que alimentan una carga trifásica equilibrada (Fig. 16.14). El generador es impulsado por una turbina (que no se muestra) y excitado por una corriente directa I_x . La máquina y su carga están conectadas en Y y forman el circuito de la figura 16.15. Aunque los neutros N_1 y N_2 no están conectados, se encuentran al mismo potencial porque la carga está equilibrada. Por consi-

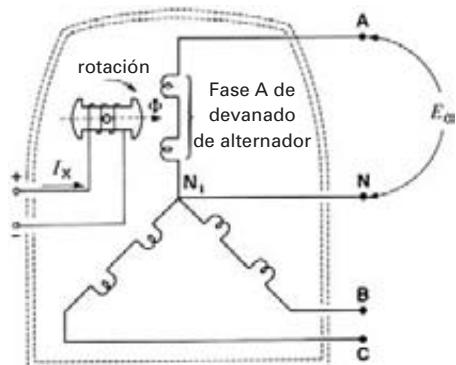
**Figura 16.13**

- a. Generador que opera sin carga.
- b. Curva de saturación sin carga de un generador trifásico de 36 MVA y 21 kV.

guiente, podríamos conectarlos entre sí (como lo muestra la línea punteada) sin afectar el comportamiento de los voltajes o de las corrientes en el circuito.

El campo conduce una corriente de excitación que produce un flujo Φ . Conforme el campo gira, el flujo induce en el estator tres voltajes E_o iguales que están desfasados 120° (Fig. 16.16).

Cada fase del devanado del estator posee una resistencia R y cierta inductancia L . Como ésta es una má-

**Figura 16.13c**

Círculo eléctrico que representa el generador de la figura 16.13a.

quina de corriente alterna, la inductancia se manifiesta como una reactancia X_s , dada por

$$X_s = 2\pi f L$$

donde

X_s = reactancia síncrona, por fase [Ω]

f = frecuencia del generador [Hz]

L = inductancia aparente del devanado del estator, por fase [H]

La *reactancia síncrona* de un generador es una impedancia interna, justo como su resistencia interna R . La impedancia está ahí, pero no se puede ver ni tocar. Por lo general, el valor de X_s es 10 a 100 veces mayor que R ; por consiguiente, siempre podemos omitir la resistencia, a menos que nos interese la eficiencia o los efectos de calentamiento.

Podemos simplificar el diagrama esquemático de la figura 16.16 mostrando sólo una fase del estator. De hecho, las otras dos fases son idénticas, excepto que sus voltajes (y corrientes) respectivos están desfasados 120° . Además, si omitimos la resistencia de los devanados, obtendremos el circuito realmente simple de la figura 16.17. Por lo tanto, un generador síncrono se puede representar mediante un circuito equivalente compuesto de un voltaje inducido E_o en serie con una reactancia X_s .

En este circuito la corriente de excitación I_x produce el flujo Φ que induce el voltaje E_o interno. Para una

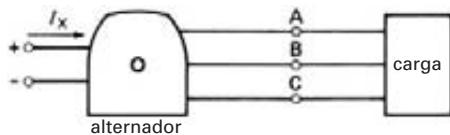


Figura 16.14
Generador conectado a una carga.

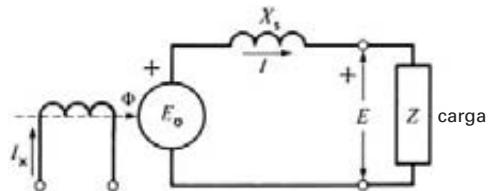


Figura 16.17
Círculo equivalente de un generador trifásico que muestra sólo una fase.

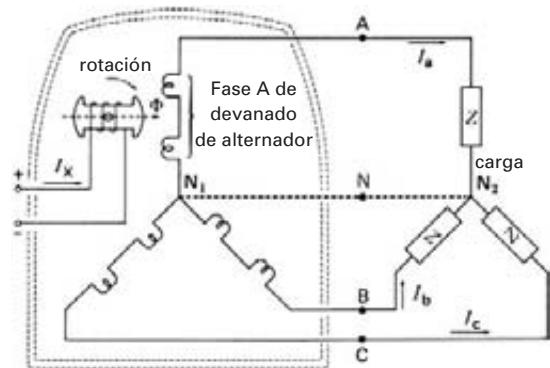


Figura 16.15
Círculo eléctrico que representa la instalación de la figura 16.14.

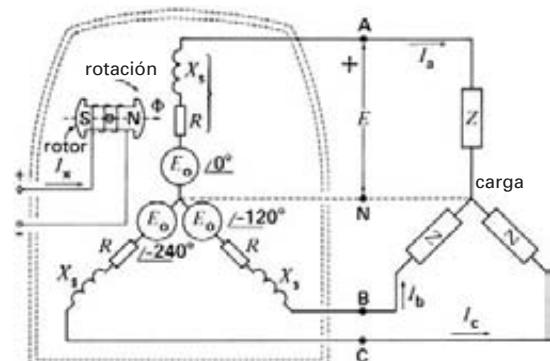


Figura 16.16
Voltajes e impedancias de un generador trifásico y su carga conectada.

reactancia síncrona dada, el voltaje E en las terminales del generador depende de E_o y de la carga Z . Observe que E_o y E son los voltajes de línea a neutro e I es la corriente de línea.

16.10 Determinación del valor de X_s

Se puede determinar el valor no saturado de X_s mediante la siguiente prueba de circuito abierto y cortocircuito.

Durante la prueba de circuito abierto el generador es impulsado a velocidad nominal y la corriente de excitación se eleva hasta que se alcanza el voltaje nominal de línea a línea. Se registran la corriente de excitación I_{xn} correspondiente y el voltaje de línea a neutro E_n .

Luego se reduce la excitación a cero y las tres terminales del estator se ponen en cortocircuito. Con el generador funcionando de nuevo a velocidad nominal, se eleva gradualmente la corriente de excitación hasta su valor original I_{xn} .

Se mide la corriente de cortocircuito resultante I_{sc} en los devanados del estator y se calcula X_s por medio de la expresión

$$X_s = E_n / I_{sc} \quad (16.2)$$

donde

X_s = reactancia síncrona, por fase [Ω]*

E_n = voltaje nominal de línea a neutro con circuito abierto [V]

* Este valor de X_s corresponde a la reactancia síncrona de eje directo. Se utiliza mucho para describir el comportamiento de una máquina síncrona.

I_{sc} = corriente de cortocircuito, por fase, utilizando la misma corriente de excitación I_{xn} que se requirió para producir E_n [A]

La reactancia síncrona no es constante, sino que varía con el grado de saturación. Cuando el hierro está demasiado saturado, el valor de X_s puede ser de sólo la mitad de su valor no saturado. A pesar de este amplio rango de variación, por lo general se toma el valor no saturado de X_s porque se obtiene suficiente exactitud en la mayoría de los casos de interés.

Ejemplo 16-2

Un generador trifásico síncrono produce un voltaje de línea de circuito abierto de 6928 V cuando la corriente directa de excitación es de 50 A. Entonces las terminales de ca se ponen en cortocircuito y se ve que las tres corrientes de línea son de 800 A.

- Calcule la reactancia síncrona por fase.
- Calcule el voltaje terminal si se conectan tres resistores de 12Ω en Y a través de las terminales.

Solución

- El voltaje inducido de línea a neutro es

$$\begin{aligned} E_o &= E_L/\sqrt{3} \\ &= 6928/\sqrt{3} \\ &= 4000 \text{ V} \end{aligned} \quad (8.4)$$

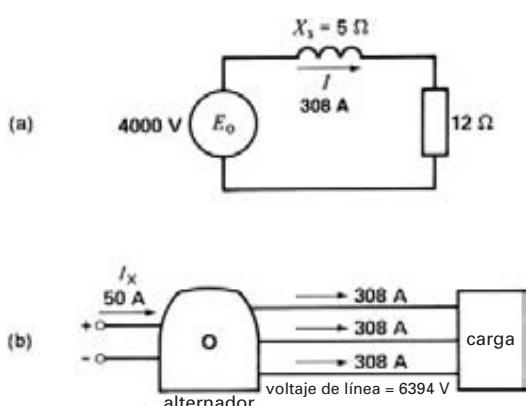


Figura 16.18

Vea el ejemplo 16-2.

Voltajes y corrientes de línea reales.

Cuando las terminales están en cortocircuito, la única impedancia que limita el flujo de corriente es la producida por la reactancia síncrona.

Por consiguiente,

$$\begin{aligned} X_s &= E_o/I = 4000/800 \\ &= 5 \Omega \end{aligned}$$

La reactancia síncrona por fase es entonces de 5Ω .

- El circuito equivalente por fase se muestra en la figura 16.18a.

La impedancia del circuito es

$$\begin{aligned} Z &= \sqrt{R^2 + X_s^2} \quad (2.12) \\ &= \sqrt{12^2 + 5^2} \\ &= 13 \Omega \end{aligned}$$

La corriente es

$$I = E_o/Z = 4000/13 = 308 \text{ A}$$

El voltaje a través del resistor de carga es

$$E = IR = 308 \times 12 = 3696 \text{ V}$$

El voltaje de línea bajo carga es

$$\begin{aligned} E_L &= \sqrt{3} E \\ &= \sqrt{3} \times 3696 \\ &= 6402 \text{ V} \end{aligned}$$

El diagrama esquemático de la figura 16.18b nos ayuda a visualizar lo que está sucediendo en el circuito real.

16.11 Impedancia base, X_s por unidad

Recordemos que cuando se utiliza el sistema por unidad primero se elige un voltaje base y una potencia base. En el caso de un generador síncrono, se utiliza el voltaje de línea a neutro nominal como voltaje base E_B y la potencia nominal *por fase* como potencia base.* Por lo tanto, la impedancia base Z_B está dada por

$$Z_B = \frac{E_B^2}{S_B} \quad (16.3)$$

* En muchos estudios de potencia, la potencia base se selecciona para que sea igual a la potencia nominal del generador y el voltaje base es el voltaje de línea a línea. Esto da el mismo valor de Z_B para la impedancia base.

donde

Z_B = impedancia base (línea a neutro) del generador [Ω]

E_B = voltaje base (línea a neutro) [V]

S_B = potencia base por fase [VA]

La impedancia base se utiliza como punto de comparación para otras impedancias que posee el generador. Por lo tanto, la reactancia síncrona se puede expresar como valor por unidad de Z_B . En general, $X_s(\text{pu})$ queda entre 0.8 y 2, según el diseño de la máquina.

Ejemplo 16-3

Un generador de ca de 30 MVA, 15 kV y 60 Hz tiene una reactancia síncrona de 1.2 pu y una resistencia de 0.02 pu.

Calcule

- El voltaje base, la potencia base y la impedancia base del generador.
- El valor real de la reactancia síncrona.
- La resistencia real del devanado, por fase.
- Las pérdidas en el cobre totales a plena carga.

Solución

- a. El voltaje base es

$$\begin{aligned} E_B &= E_L/\sqrt{3} = 15\,000/\sqrt{3} \\ &= 8660 \text{ V} \end{aligned}$$

La potencia base es

$$\begin{aligned} S_B &= 30 \text{ MVA}/3 = 10 \text{ MVA} \\ &= 10^7 \text{ VA} \end{aligned}$$

La impedancia base es

$$\begin{aligned} Z_B &= E_B^2/S_B & (16.3) \\ &= 8660^2/10^7 \\ &= 7.5 \Omega \end{aligned}$$

- b. La reactancia síncrona es

$$\begin{aligned} X_s &= X_s(\text{pu}) \times Z_B \\ &= 1.2 Z_B = 1.2 \times 7.5 \\ &= 9 \Omega \end{aligned}$$

- c. La resistencia por fase es

$$\begin{aligned} R &= R(\text{pu}) \times Z_B \\ &= 0.02 Z_B = 0.02 \times 7.5 \\ &= 0.15 \Omega \end{aligned}$$

Observe que todos los valores de impedancia son de línea a neutro.

- d. Las pérdidas en el cobre por unidad a plena carga son

$$\begin{aligned} P(\text{pu}) &= I^2(\text{pu}) R(\text{pu}) \\ &= 1^2 \times 0.02 = 0.02 \end{aligned}$$

Observe que a plena carga el valor por unidad de I es igual a 1.

Las pérdidas en el cobre de las 3 fases son

$$\begin{aligned} P &= 0.02 S_B = 0.02 \times 30 = 0.6 \text{ MW} \\ &= 600 \text{ kW} \end{aligned}$$

16.12 Relación de cortocircuito

En lugar de expresar la reactancia síncrona como valor por unidad de Z_B , en ocasiones se utiliza la *relación de cortocircuito*. Ésta es la relación de la corriente de campo I_{x1} necesaria para generar voltaje E_B nominal de circuito abierto en la armadura, a la corriente de campo I_{x2} necesaria para producir corriente nominal I_B , en un cortocircuito sostenido. La relación de cortocircuito (I_{x1}/I_{x2}) es exactamente igual al recíproco del valor por unidad de X_s como se define en la ecuación 16.2. Por lo tanto, si el valor por unidad de X_s es de 1.2, la relación de cortocircuito es de 1/1.2 o 0.833.

16.13 Generador síncrono bajo carga

El comportamiento de un generador síncrono depende del tipo de carga que tiene que alimentar. Existen muchos tipos de cargas, pero todas se pueden reducir a dos categorías básicas.

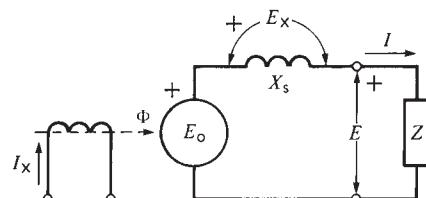


Figura 16.19

Círculo equivalente de un generador bajo carga.

1. Cargas aisladas, alimentadas por un solo generador.
2. El bus infinito o barra conductora infinita.

Iniciaremos nuestro estudio con cargas aisladas y dejaremos el tema del bus infinito para la sección 16.16.

Consideré un generador trifásico que suministra potencia a una carga que tiene un factor de potencia retrasado. La figura 16.19 representa el circuito equivalente de una fase. Para construir el diagrama fasorial de este circuito, enumeraremos los hechos siguientes:

1. La corriente I está retrasada un ángulo θ con respecto al voltaje terminal E .
2. El coseno $\theta = \text{factor de potencia de la carga}$.
3. El voltaje E_x a través de la reactancia síncrona está adelantado 90° con respecto a la corriente I , la cual está dada por la expresión $E_x = jI X_s$.
4. El voltaje E_o generado por el flujo Φ es igual a la suma fasorial de E más E_x .
5. E_o y E_x son voltajes que existen en el interior de los devanados del generador síncrono y no es posible medirlos directamente.
6. El flujo Φ es el producido por la corriente directa de excitación I_x .

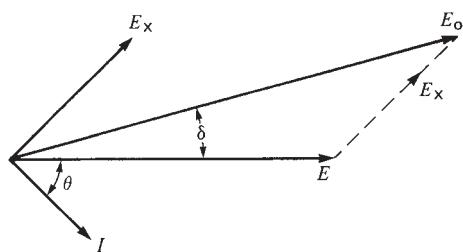


Figura 16.20

Diagrama fasorial de una carga con factor de potencia retrasado.

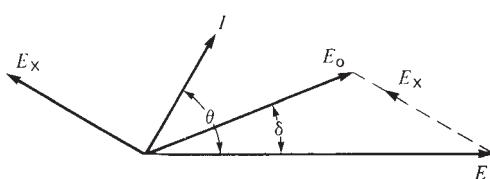


Figura 16.21

Diagrama fasorial de una carga con factor de potencia adelantado.

El diagrama fasorial resultante se da en la figura 16.20. Observe que E_o está adelantado δ grados con respecto a E . Además, el voltaje E_o generado internamente es más grande que el voltaje terminal, como cabría esperar.

En algunos casos la carga es un tanto capacitiva, para que la corriente I esté adelantada un ángulo θ con respecto al voltaje terminal. ¿Qué efecto tiene esto en el diagrama fasorial? La respuesta se encuentra en la figura 16.21. El voltaje E_x a través de la reactancia síncrona sigue 90° delante de la corriente. Además, E_o de nuevo es igual a la suma fasorial de E y E_x . Sin embargo, el voltaje terminal ahora es más grande que el voltaje inducido E_o , lo cual es un resultado muy sorprendente. En realidad, la reactancia inductiva X_s entra en resonancia parcial con la reactancia capacitativa de la carga. Aunque podría parecer que estamos obteniendo algo por nada, el voltaje terminal más alto no produce más potencia.

Si la carga es totalmente capacitiva, se puede producir un voltaje terminal muy alto con una pequeña corriente de excitación. Sin embargo, en capítulos posteriores veremos que semejante subexcitación es indeseable.

Ejemplo 16-4

Un alternador trifásico de 36 MVA y 20.8 kV tiene una reactancia síncrona de $9\ \Omega$ y una corriente nominal de 1 kA. La curva de saturación sin carga que da la relación entre E_o e I_x se muestra en la figura 16.13b. Si la excitación se ajusta de modo que el voltaje terminal permanezca fijo en 21 kV, calcule la corriente de excitación requerida y trace el diagrama fasorial para las siguientes condiciones:

- a. Sin carga.
- b. Carga resistiva de 36 MW.
- c. Carga capacitiva de 12 Mvar.

Solución

Simplificaremos de inmediato el circuito para mostrar sólo una fase. En todos los casos, el voltaje terminal de línea a neutro permanece fijo en

$$E = 20.8/\sqrt{3} = 12 \text{ kV}$$

- a. Sin carga no existe caída de voltaje en la reactancia síncrona; por consiguiente,

$$E_o = E = 12 \text{ kV}$$

**Figura 16.22a**

Diagrama fasorial sin carga.

La corriente de excitación es

$$I_x = 100 \quad (\text{vea la figura 16.13b})$$

El diagrama fasorial se da en la figura 16.22a.

Con una carga resistiva de 36 MW:

- b. La potencia por fase es

$$P = 36/3 = 12 \text{ MW}$$

La corriente de línea a plena carga es

$$I = P/E = 12 \times 10^6 / 12000 = 1000 \text{ A}$$

La corriente está en fase con el voltaje terminal.

El voltaje a través de X_s es

$$E_x = jI X_s = j1000 \times 9 = 9 \text{ kV} \angle 90^\circ$$

Este voltaje está adelantado 90° respecto a I .El voltaje E_o generado por I_x es igual a la suma fasorial de E y E_x . Recurriendo al diagrama fasorial, su valor está dado por

$$E_o = \sqrt{E^2 + E_x^2} = \sqrt{12^2 + 9^2} = 15 \text{ kV}$$

La corriente de excitación necesaria es

$$I_x = 200 \text{ A} \quad (\text{vea la figura 16.13b})$$

El diagrama fasorial se da en la figura 16.22b.

Con una carga capacitiva de 12 Mvar:

- c. La potencia reactiva por fase es

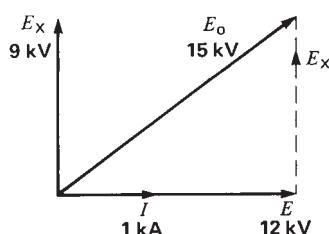
**Figura 16.22b**

Diagrama fasorial con una carga de factor de potencia unitario.

$$Q = 12/3 = 4 \text{ Mvar}$$

La corriente de línea es

$$\begin{aligned} I &= Q/E = 4 \times 10^6 / 12000 \\ &= 333 \text{ A} \end{aligned}$$

El voltaje a través de X_s es

$$E_x = jI X_s = j333 \times 9 = 3 \text{ kV} \angle 90^\circ$$

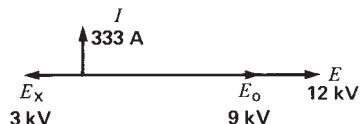
Como antes, E_x está adelantado 90° respecto a I (Fig. 16.22c).**Figura 16.22c**

Diagrama fasorial con una carga capacitativa.

El voltaje E_o generado por I_x es igual a la suma fasorial de E y E_x .

$$\begin{aligned} E_o &= E + E_x = 12 + (-3) \\ &= 9 \text{ kV} \end{aligned}$$

La corriente de excitación correspondiente es

$$I_x = 70 \text{ A} \quad (\text{vea la figura 16.13b})$$

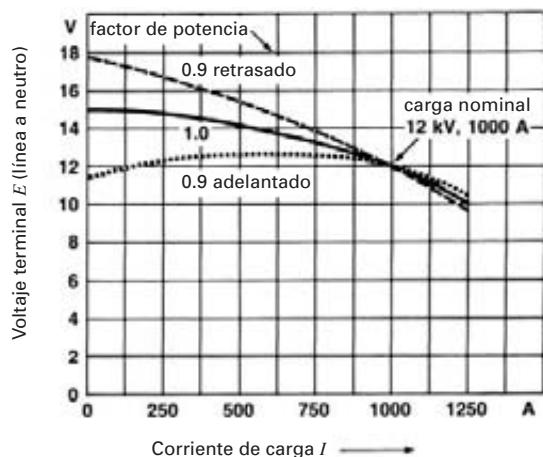
Observe que E_o de nuevo es menor que el voltaje terminal E .

El diagrama fasorial de esta carga capacitativa se da en la figura 16.22c.

16.14 Curvas de regulación

Cuando un solo generador síncrono alimenta una carga variable, nos interesa saber cómo cambia el voltaje terminal E como una función de la corriente I de la carga. La relación entre E e I recibe el nombre de *curva de regulación*. Las curvas de regulación se trazan con la excitación de campo fija y para un factor de potencia de carga dado.

La figura 16.23 muestra las curvas de regulación para el generador trifásico de 36 MVA y 21 kV del ejemplo 16-4. Se dan para cargas que tienen un factor de potencia unitario, un factor de potencia retrasado de 0.9 y un factor de potencia adelantado de 0.9, respectivamente. Estas curvas se derivaron utilizando el

**Figura 16.23**

Curvas de regulación de un generador síncrono con tres factores de potencia de carga diferentes.

método del ejemplo 16-4, excepto que E_o se mantuvo fijo en lugar de E . En cada uno de los tres casos, el valor de E_o se estableció de modo que el punto de inicio de todas las curvas fuera el voltaje terminal nominal de línea a neutro (12 kV) con una corriente de línea nominal (1000 A).

El cambio de voltaje entre la situación sin carga y la situación a plena carga está expresado como un porcentaje del voltaje terminal nominal. La regulación porcentual está dada por la ecuación

$$\text{regulación en \%} = \frac{E_{NL} - E_B}{E_B} \times 100$$

donde

E_{NL} = voltaje sin carga [V]

E_B = voltaje nominal [V]

Ejemplo 16-5

Calcule la regulación porcentual correspondiente a la curva de factor de potencia unitario de la figura 16.23.

Solución

El voltaje nominal de línea a neutro a plena carga es

$$E_B = 12 \text{ kV}$$

El voltaje terminal sin carga es

$$E_{NL} = 15 \text{ kV}$$

La regulación en porcentaje es

$$\begin{aligned} \text{regulación en \%} &= \frac{E_{NL} - E_B}{E_B} \times 100 \\ &= \frac{(15 - 12)}{12} \times 100 = 25\% \end{aligned}$$

Observamos que la regulación porcentual de un generador síncrono es mucho mayor que la de un generador de cd. La razón es la alta impedancia de la reactancia síncrona.

16.15 Sincronización de un generador

Con frecuencia es necesario conectar dos o más generadores en paralelo para abastecer una carga común. Por ejemplo, como los requerimientos de potencia de un gran sistema de suministro eléctrico aumentan durante el día, los generadores se conectan en sucesión al sistema para proporcionar la potencia adicional. Más tarde, cuando disminuye la demanda de potencia, se seleccionan algunos generadores y se desconectan temporalmente del sistema hasta que la potencia aumenta de nuevo al día siguiente. Por lo tanto, los generadores síncronos se conectan a y desconectan con regularidad de una gran red eléctrica de potencia en respuesta a las demandas de los clientes. Se dice que esta red es un *bus infinito* porque contiene tantos generadores esencialmente conectados en paralelo que ni el voltaje ni la frecuencia de la red se pueden alterar.

Antes de conectar un generador a un bus infinito (o en paralelo a otro generador), debemos *sincronizarlo*. Se dice que un generador está sincronizado cuando satisface las siguientes condiciones:

1. La frecuencia del generador es igual a la frecuencia del sistema.
2. El voltaje del generador es igual al voltaje del sistema.
3. El voltaje del generador está en fase con el voltaje del sistema.
4. La secuencia de fases del generador es igual que la del sistema.

Para sincronizar un alternador se procede como sigue:

1. Se ajusta el regulador de velocidad de la turbina de modo que la frecuencia del generador se aproxime a la frecuencia del sistema.
2. Se ajusta la excitación de modo que el voltaje E_o del generador sea igual al voltaje E del sistema.



Figura 16.24
Sincronoscopio.
(Cortesía de Lab-Volt)

3. Se observa el ángulo de fase entre E_o y E por medio de un sincronoscopio (Fig. 16.24). Este instrumento tiene una manecilla que indica continuamente el ángulo de fase entre los dos voltajes, y abarca el intervalo completo de cero a 360 grados. Aunque no se muestran los grados, la carátula tiene un marcador cero para indicar cuando los voltajes están en fase. En la práctica, cuando se sincroniza un alternador, la manecilla gira lentamente conforme busca el ángulo de fase entre los voltajes del alternador y el sistema. Si la frecuencia del generador es un poco más alta que la del sistema, la manecilla gira en el sentido de las manecillas del reloj, lo que indica que el generador tiende a adelantarse a la frecuencia del sistema. Por el contrario, si la frecuencia del generador está un poco baja, la manecilla gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj. Entonces se ajusta el regulador de velocidad de la turbina, de modo que la manecilla apenas avance en la carátula. Después se hace una verificación final para ver que el voltaje del alternador siga siendo igual al del sistema. Luego, en el momento en que la manecilla cruza el marcador cero . . .



Figura 16.25
Esta plataforma petrolera flotante satisface sus propias necesidades de energía. Cuatro generadores de 1200 kVA, 440 V, 900 r/min y 60 Hz impulsados por motores diesel abastecen toda la energía eléctrica. Aunque se genera y distribuye potencia de ca, todos los motores a bordo son motores de cd controlados por tiristor.
(Cortesía de Siemens)

4. El cortacircuito de línea se cierra y conecta el generador al sistema.

En estaciones generadoras modernas, por lo general la sincronización se hace de forma automática.

16.16 Generador síncrono en un bus infinito

Rara vez es necesario conectar sólo dos generadores en paralelo excepto en lugares aislados (Fig. 16.25). Como mencionamos anteriormente, es mucho más común conectar un generador a un gran sistema de potencia (bus infinito o barra infinita) al que ya están conectados muchos alternadores.

Un bus infinito es un sistema tan poderoso que impone su propio voltaje y frecuencia en cualquier aparato conectado a sus terminales. Una vez conectado a un gran sistema (bus infinito), un generador síncrono se vuelve parte de una red que comprende cientos de generadores más que suministran potencia a miles de cargas. Por lo tanto, es imposible especificar la naturaleza de la carga (grande o pequeña, resistiva o capacitiva) conectada a las terminales de este generador particular. ¿Qué determina, entonces, la potencia que suministra la máquina? Para responder esta pregunta, debemos recordar que tanto el valor como la frecuencia del voltaje terminal a través del generador son fijos. Por consiguiente, podemos variar sólo dos parámetros de la máquina:

1. La corriente de excitación I_x .
2. El par o momento de torsión mecánico ejercido por la turbina.

Veamos cómo un cambio en estos parámetros afecta el desempeño de la máquina.

16.17 Bus infinito—efecto de la variación de la corriente de excitación

Inmediatamente después de que sincronizamos un generador y lo conectamos a un bus infinito, el voltaje inducido E_o es igual a, y está en fase con, el voltaje terminal E del sistema (Fig. 16.26a). No existe diferencia de potencial a través de la reactancia síncrona y, por consiguiente, la corriente de carga I es cero. Aunque el generador está conectado al sistema, no suministra potencia; se dice que *flota* en la línea.

Si ahora incrementamos la corriente de excitación, el voltaje E_o se incrementará y la reactancia síncrona X_s experimentará una diferencia de potencial E_x dada por

$$E_x = E_o - E$$

Por lo tanto, una corriente I circulará en el circuito dado por

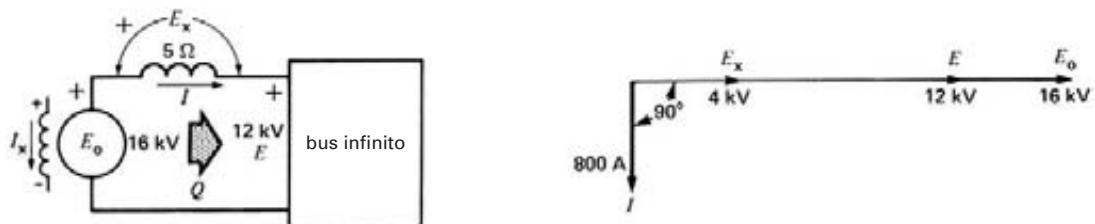
$$I = (E_o - E)/X_s$$

Como la reactancia síncrona es inductiva, la corriente está retrasada 90° respecto a E_x (Fig. 16.26b). Por lo tanto, la corriente está retrasada 90° respecto a E , lo que significa que el generador ve el sistema como si fuera una reactancia inductiva. Por consiguiente, cuando sobreexcitamos un generador síncrono, éste suministra potencia reactiva al bus infinito. La potencia reactiva se incrementa conforme aumentamos la corriente directa de excitación. Contrario a lo que pudíramos esperar, es imposible hacer que un generador suministre potencia activa elevando su excitación.

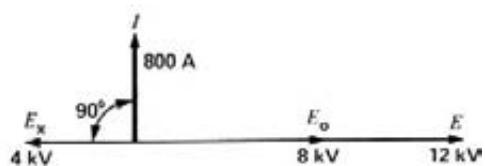
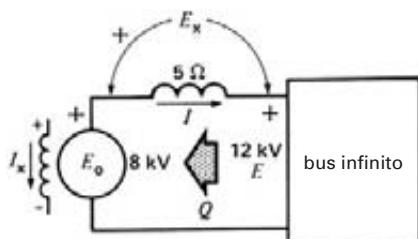
Ahora disminuyamos la corriente de excitación para que E_o sea menor que E . Como resultado, el fasor $E_x = E_o - E$ se vuelve negativo, por lo que apunta hacia la izquierda (Fig. 16.26c). Como siempre, la corriente $I = E_x/X_s$ está retrasada 90° respecto a E_x . Sin embargo, esto adelanta 90° a I respecto a E , lo que significa que el alternador ve el sistema como si fuera un capacitor. Por consiguiente, cuando subexcitamos un alternador, éste absorbe potencia reactiva del sistema. Esta potencia reactiva produce una parte del campo magnético requerido por la máquina; el resto es suministrado por la corriente de excitación I_x .

16.18 Bus infinito—efecto de la variación del par o momento de torsión mecánico

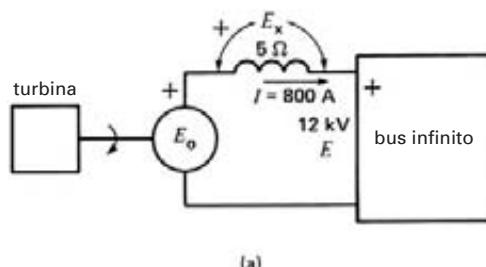
Regresemos a la situación con el generador síncrono flotando en la línea, donde E_o y E son iguales y están en fase. Si abrimos la válvula de vapor de la turbina que impulsa el generador, el resultado inmediato es un incremento del par o momento de torsión mecánico (Fig. 16.27a). El rotor se acelerará y, por consiguiente, E_o alcanzará su valor máximo un poco más pronto que antes. El fasor E_o se adelantará al fasor E un ángulo de fase δ . Aunque ambos voltajes tienen el mismo valor, el ángulo de fase produce una diferen-

**Figura 16.26a**Generador que *flota* en un bus infinito.**Figura 16.26b**

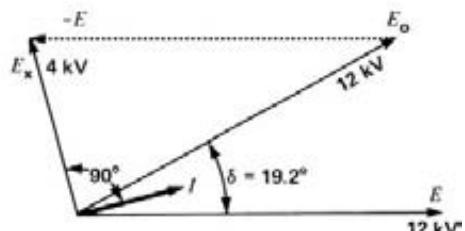
Generador sobreexcitado en un bus infinito.

**Figura 16.26c**

Generador subexcitado en un bus infinito.



(a)



(b)

Figura 16.27

a. Turbina que impulsa el generador.

b. Diagrama fasorial que muestra el ángulo δ del par o momento de torsión.

cia de potencial $E_x = E_o - E$ a través de la reactancia síncrona (Fig. 16.27b).

Fluirá una corriente I (de nuevo con un retraso de 90° con respecto a E_x), pero esta vez casi estará en fase con E . Por lo tanto, el generador alimenta potencia activa al sistema. Bajo la fuerza propulsora de la turbina, el rotor continuará acelerándose, el ángulo δ continuará divergiendo y la potencia eléctrica suministrada al sistema aumentará gradualmente. Sin embargo, en cuanto la potencia eléctrica suministrada al sistema sea igual a la potencia mecánica suministrada por la turbina, el rotor dejará de acelerarse. El generador funcionará nuevamente a velocidad síncrona y el *ángulo δ del par o momento de torsión* entre E_o y E permanecerá constante.

Es importante entender que se crea una diferencia de potencial cuando dos voltajes iguales están desfasados. Por lo tanto, en la figura 16.27, existe una diferencia de potencial de 4 kV entre E_o y E , aunque ambos voltajes tienen un valor de 12 kV.

16.19 Interpretación física del comportamiento del alternador

El diagrama fasorial de la figura 16.27b muestra que cuando el ángulo de fase entre E_o y E se incrementa, el valor de E_x también lo hace y, por consiguiente, el valor de I aumenta. Pero una corriente mayor significa

que la potencia activa suministrada por el generador también se incrementa. Para comprender el significado físico del diagrama, examinemos las corrientes, los flujos y la posición de los polos en el interior de la máquina.

Siempre que fluyen corrientes trifásicas en el estator de un generador, producen un campo magnético rotatorio idéntico al de un motor de inducción. En un generador síncrono este campo gira a la misma velocidad y en la misma dirección que el rotor. Además, tiene el mismo número de polos. Por lo tanto, los campos respectivos producidos por el rotor y el estator son estacionarios uno con respecto al otro. Según la posición relativa de los polos del estator por un lado y de los polos del rotor por el otro, entre ellos se pueden establecer poderosas fuerzas de atracción y repulsión. Cuando el generador flota en la línea, la corriente I en el estator es cero, por lo que no se desarrollan fuerzas. El único flujo es el creado por el rotor e induce el voltaje E_o (Fig. 16.28a).

Si se aplica un momento de torsión mecánico al generador (admitiendo más vapor en la turbina), el rotor se acelera y avanza gradualmente un ángulo mecánico α , en comparación con su posición original (Fig. 16.28b). Las corrientes en el estator comienzan a fluir de inmediato, debido al ángulo de fase eléctrico δ entre el voltaje inducido E_o y el voltaje terminal E . Las corrientes en el estator crean un campo rotatorio y un

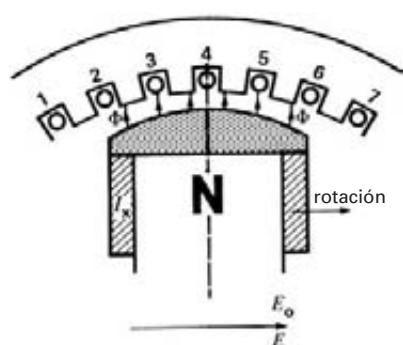


Figura 16.28a

Los polos N del rotor están alineados con los polos S del estator.

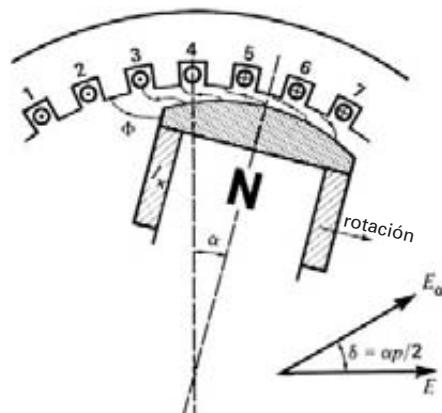


Figura 16.28b

Los polos N del rotor están delante de los polos S del estator.

conjunto correspondiente de polos N y S. Entonces se desarrollan fuerzas de atracción y repulsión entre los polos del estator y los polos del rotor, y estas fuerzas magnéticas producen un momento de torsión opuesto al momento de torsión mecánico ejercido por la turbina. Cuando el par o momento de torsión electromagnético sea igual al par o momento de torsión mecánico, el ángulo mecánico ya no se incrementará sino que permanecerá en un valor constante α .

Existe una relación directa entre el ángulo mecánico α y el ángulo δ del momento de torsión, dada por

$$\delta = p\alpha/2 \quad (16.4)$$

donde

δ = ángulo del par o momento de torsión entre el voltaje terminal E y el voltaje de excitación E_o [grados eléctricos]

p = número de polos en el generador

α = ángulo mecánico entre los centros de los polos del estator y del rotor [ángulos mecánicos]

Ejemplo 16-6

Los polos del rotor de un generador síncrono de 8 polos se desplazan 10 grados mecánicos de la situación sin carga a la situación a plena carga.

- Calcule el ángulo del par o momento de torsión entre E_o y el voltaje terminal E a plena carga.
- ¿Qué voltaje está adelantado, E o E_o ?

Solución

- El ángulo del par o momento de torsión es:

$$\begin{aligned} \delta &= p\alpha/2 = 8 \times 10/2 \\ &= 40^\circ \end{aligned}$$

- Cuando un generador suministra potencia activa, E_o siempre se adelanta a E .

16.20 Potencia activa suministrada por el generador

Podemos comprobar (sección 16.23) que la potencia activa suministrada por un generador síncrono está dada por la ecuación

$$P = \frac{E_o E}{X_s} \operatorname{sen} \delta \quad (16.5)$$

donde

P = potencia activa, por fase [W]

E_o = voltaje inducido, por fase [V]

E = voltaje terminal, por fase [V]

X_s = reactancia síncrona por fase [Ω]

δ = ángulo de par o momento de torsión entre E_o y E [$^\circ$]

Podemos utilizar esta ecuación en todas las condiciones de carga, incluido el caso en que el generador está conectado a un bus infinito.

Para entender su significado, suponga que se conecta un generador a un bus infinito que tiene un voltaje E . Suponga también que la excitación de cd del generador se mantiene constante para que E_o sea constante. Entonces el término $E_o E/X_s$ es fijo y la potencia activa que el alternador suministra al bus variará directamente con el seno del ángulo del momento de torsión. Por lo tanto, conforme se admite más vapor, δ se incrementa y también lo hace la salida de potencia activa. La relación entre ambos se muestra gráficamente en la figura 16.29. Observe que entre 0° y 30° la potencia se incrementa casi linealmente con el ángulo del momento de torsión. La potencia nominal se alcanza por lo general a un ángulo de 30° .

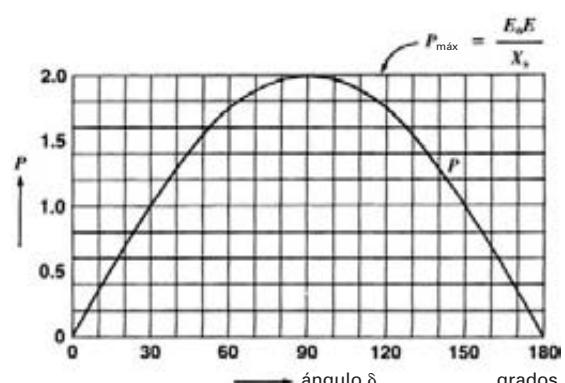


Figura 16.29

Gráfica que muestra la relación entre la potencia activa suministrada por un generador síncrono y el ángulo del par o momento de torsión.

Sin embargo, existe un límite máximo para la potencia activa que el generador puede suministrar. Este límite se alcanza cuando δ es de 90° . La salida de potencia pico es entonces $P_{\text{máx}} = E_o E / X_s$. Si tratamos de sobrepasar este límite (admitiendo más vapor en la turbina, por ejemplo), el rotor se acelerará y perderá la sincronía con el bus infinito. El rotor girará más rápido que el campo rotatorio del estator y en este último fluirán grandes corrientes pulsantes. En la práctica, nunca se alcanza esta condición porque los cortacircuitos se activan en cuanto se pierde la sincronía. En ese caso tenemos que volver a sincronizar el generador antes de que nuevamente suministre potencia a la red eléctrica.

Ejemplo 16-7

Un generador trifásico de 36 MVA, 21 kV y 1800 r/min conectado a una red eléctrica de potencia tiene una reactancia síncrona de 9Ω por fase. Si el voltaje de excitación es de 12 kV (línea a neutro) y el voltaje del sistema es de 17.3 kV (línea a línea), calcule lo siguiente:

- La potencia activa que suministra la máquina cuando el ángulo δ del par o momento de torsión es de 30° (eléctricos).
- La potencia pico que el generador puede suministrar antes de perder el paso (pérdida del sincronismo).

Solución

- Tenemos

$$E_o = 12 \text{ kV}$$

$$E = 17.3 \text{ kV}/\sqrt{3} = 10 \text{ kV}$$

$$\delta = 30^\circ$$

La potencia activa suministrada a la red eléctrica es

$$\begin{aligned} P &= (E_o E / X_s) \operatorname{sen} \delta \\ &= (12 \times 10/9) \times 0.5 \\ &= 6.67 \text{ MW} \end{aligned}$$

La potencia total suministrada por las tres fases es

$$(3 \times 6.67) = 20 \text{ MW}$$

- La potencia máxima, por fase, se obtiene cuando $\delta = 90^\circ$.

$$\begin{aligned} P &= (E_o E / X_s) \operatorname{sen} 90^\circ \\ &= (12 \times 10/9) \times 1 \\ &= 13.3 \text{ MW} \end{aligned}$$

Por consiguiente, la salida de potencia pico del alternador es,

$$(3 \times 13.3) = 40 \text{ MW}$$

16.21 Control de potencia activa

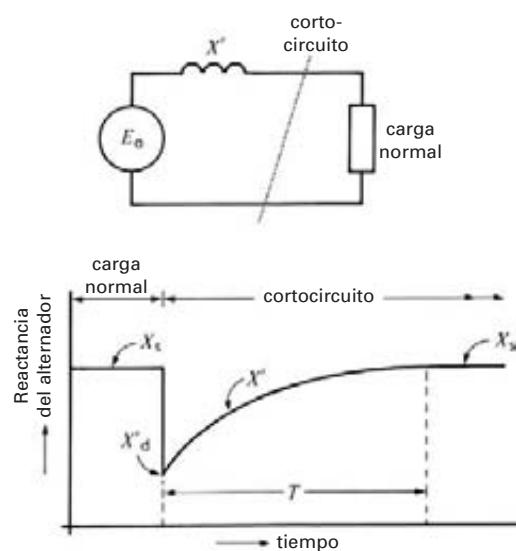
Cuando se conecta un generador síncrono a un sistema, su velocidad se mantiene constante por medio de un gobernador extremadamente sensible. Este dispositivo puede detectar cambios de velocidad tan pequeños como 0.01%. Un sistema de control automático sensible a estos pequeños cambios de velocidad modifica de inmediato la apertura de la válvula (o compuerta) de la turbina para mantener una velocidad y una salida de potencia constantes.

En una red de electricidad grande, la potencia suministrada por cada generador depende de un programa establecido de antemano entre las diversas estaciones de generación. Los operadores de las estaciones se comunican entre sí para modificar la potencia suministrada por cada estación para que la generación y transmisión de energía se realicen tan eficientemente como sea posible. En sistemas más elaborados toda la red es controlada por una computadora.

Además, siempre hay detectores de sobrevelocidad individuales listos para responder a grandes cambios de velocidad, en particular si de repente, por una razón u otra, es necesario desconectar un generador del sistema. Como las válvulas de vapor aún están totalmente abiertas, el generador se acelerará con mucha rapidez y puede alcanzar una velocidad 50 por ciento mayor a la normal en 4 o 5 segundos. Las fuerzas centrífugas a velocidad síncrona están casi en el límite que pueden soportar los materiales, así que cualquier velocidad excesiva puede crear de inmediato una situación muy peligrosa. Por consiguiente, es necesario cerrar de inmediato las válvulas de vapor durante tales emergencias. Al mismo tiempo, se debe liberar la presión acumulada en las calderas de vapor y se deben apagar los quemadores de combustibles.

16.22 Reactancia transitoria

Un generador síncrono conectado a un sistema está sujeto a cambios de carga impredecibles que en ocasiones ocurren con mucha rapidez. En esos casos, el cir-

**Figura 16.30**

Variación de la reactancia del generador después de un cortocircuito.

cuito equivalente simple mostrado en la figura 16.17 no refleja el comportamiento de la máquina. Este circuito sólo es válido en condiciones de estado permanente o cuando la carga cambia gradualmente.

Para cambios de corriente de carga *repentinos*, la reactancia síncrona X_s debe ser reemplazada por otra reactancia X' cuyo valor varía como una función del tiempo. La figura 16.30 muestra cómo varía X' cuando el generador se pone en cortocircuito de repente. Antes del cortocircuito, la reactancia síncrona es simplemente X_s . Sin embargo, en el instante del cortocircuito, la reactancia se reduce de inmediato a un valor X'_d mucho más bajo. Luego se incrementa gradualmente hasta que de nuevo es igual a X_s después de un intervalo de tiempo T . La duración del intervalo depende del tamaño del generador. Para máquinas de menos de 100 kVA sólo dura una fracción de segundo, pero para máquinas en el rango de 1000 MVA puede durar hasta 10 segundos.

La reactancia X'_d se llama *reactancia transitoria* del alternador. Puede ser tan baja como 15 por ciento de la reactancia síncrona. Por consiguiente, la corriente inicial de cortocircuito es mucho más alta que la correspondiente a la reactancia síncrona X_s . Esto tiene

una influencia directa en la capacidad de los cortacircuitos a la salida del generador. De hecho, como deben interrumpir un cortocircuito en tres a seis ciclos, tienen que interrumpir una corriente muy alta.

Por otra parte, la baja reactancia transitoria simplifica el problema de regulación de voltaje cuando la carga en el generador se incrementa con rapidez. En primer lugar, la caída del voltaje interno provocada por X'_d es más pequeña que la que sería si la reactancia síncrona X_s estuviera actuando. En segundo lugar, X' permanece en un valor muy por debajo de X_s durante un tiempo suficientemente largo como para aumentar con rapidez la corriente de excitación I_x . El aumento de la excitación incrementa E_o , lo cual ayuda a estabilizar el voltaje terminal.

Ejemplo 16-8

Un generador de turbina de vapor trifásico de 250 MVA y 25 kV tiene una reactancia síncrona de 1.6 pu y una reactancia transitoria X'_d de 0.23 pu. Suministra su salida nominal con un factor de potencia de 100%. Repentinamente ocurre un cortocircuito en la línea, cerca de la estación generadora.

Calcule

- El voltaje inducido E_o antes del cortocircuito.
- El valor inicial de la corriente de cortocircuito.
- El valor final de la corriente de cortocircuito si los cortacircuitos no se abren.

Solución

- La impedancia base del generador es

$$\begin{aligned} Z_B &= E_B^2 / S_B \\ &= 25000^2 / (250 \times 10^6) \\ &= 2.5 \Omega \end{aligned}$$

La reactancia síncrona es

$$\begin{aligned} X_s &= X_s (\text{pu}) Z_B \\ &= 1.6 \times 2.5 \\ &= 4 \Omega \end{aligned}$$

El voltaje nominal de línea a neutro por fase es

$$E = 25/\sqrt{3} = 14.4 \text{ kV}$$

La corriente de carga nominal por fase es

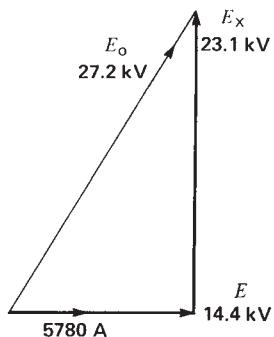


Figura 16.31
Ejemplo 16-8.

$$\begin{aligned} I &= S/\sqrt{3} E \\ &= 250 \times 10^6 / (1.73 \times 25000) \\ &= 5774 \text{ A} \end{aligned}$$

La caída del voltaje interno E_x es

$$\begin{aligned} E_x &= IX_s = 5774 \times 4 \\ &= 23.1 \text{ kV} \end{aligned}$$

La corriente está en fase con E porque el factor de potencia de la carga es unitario. Por lo tanto, de acuerdo con el diagrama fasorial (Fig. 16.31), E_o es

$$\begin{aligned} E_o &= \sqrt{E^2 + E_x^2} \\ &= \sqrt{14.4^2 + 23.1^2} \\ &= 27.2 \text{ kV} \end{aligned}$$

b. La reactancia transitoria es

$$\begin{aligned} X'_d &= X'_d(\text{pu}) Z_B \\ &= 0.23 \times 2.5 \\ &= 0.575 \Omega \end{aligned}$$

La corriente de cortocircuito inicial es

$$\begin{aligned} I_{sc} &= E_o/X'_d \\ &= 27.2/0.575 \\ &= 47.3 \text{ kA} \end{aligned}$$

la cual es 8.2 veces la corriente nominal.

c. Si el cortocircuito se mantiene y la excitación no cambia, con el tiempo la corriente se estabilizará en un valor permanente:

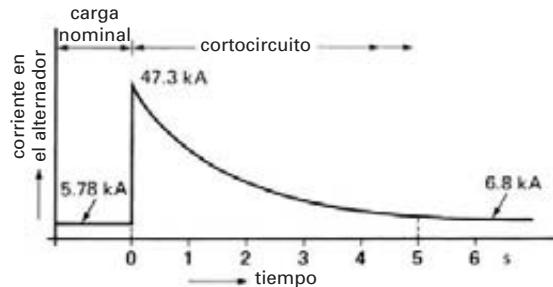


Figura 16.32
Cambio de la corriente cuando ocurre un cortocircuito a través de las terminales de un generador.
Vea el ejemplo 16-8.

$$\begin{aligned} I &= E_o/X_s = 27.2/4 \\ &= 6.8 \text{ kA} \end{aligned}$$

la cual es sólo 1.2 veces la corriente nominal.

La figura 16.32 muestra la corriente en el generador antes y durante el cortocircuito. Se supone un intervalo de tiempo T de 5 segundos. Observe que en la práctica los cortacircuitos se activarían dentro de 0.1 s después de ocurrido el cortocircuito. Por consiguiente, tienen que interrumpir una corriente de aproximadamente 47 kA.

16.23 Transferencia de potencia entre dos fuentes

El circuito de la figura 16.33a es particularmente importante porque se encuentra en el estudio de generadores, motores síncronos y líneas de transmisión. En tales circuitos a menudo nos interesa la potencia activa transmitida de una fuente A a una fuente B o viceversa. La magnitud de los voltajes E_1 y E_2 , así como el ángulo de fase entre ellos, son bastante arbitrarios. Aplicando la ley del voltaje de Kirchhoff a este circuito, obtenemos la ecuación

$$E_1 = E_2 + jIX$$

Si suponemos que I se retrasa un ángulo arbitrario θ con respecto a E_2 y que E_1 se adelanta un ángulo θ con respecto a E_2 , obtenemos el diagrama fasorial mostrado (Fig. 16.33b). El fasor I_X se adelanta 90° respecto a I . La potencia activa absorbida por B es

$$P = E_2 I \cos \theta \quad (16.6)$$

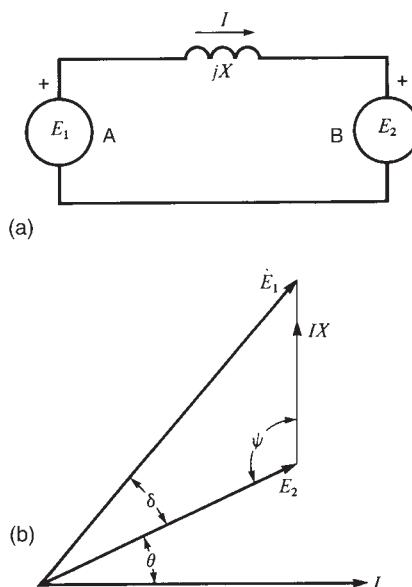


Figura 16.33
Flujo de potencia entre dos fuentes de voltaje.

Por la ley de los senos para triángulos, tenemos

$$\begin{aligned} IX/\text{sen } \delta &= E_1/\text{sen } \psi \\ &= E_1/\text{sen } (90^\circ + \theta) \\ &= E_1/\cos \theta \end{aligned}$$

Por consiguiente, $I \cos \theta = E_1 \text{sen } \delta/X$ (16.7)
Sustituyendo (16.7) en la ecuación 16.6, obtenemos

$$P = \frac{E_1 E_2}{X} \text{sen } \delta \quad (16.8)$$

donde

- P = potencia activa transmitida [W]
- E_1 = voltaje de la fuente 1 [V]
- E_2 = voltaje de la fuente 2 [V]
- X = reactancia que conecta las fuentes [Ω]
- δ = ángulo de fase entre E_1 y E_2 [$^\circ$]

La potencia activa P recibida por B es igual a la suministrada por A , porque la reactancia no consume potencia activa. La magnitud de P es determinada por el ángulo de fase entre E_1 y E_2 ; no es necesario especificar el ángulo θ entre E_2 e I .

La potencia activa siempre fluye del voltaje adelantado al retrasado. En la figura 16.33 es obvio que E_1 está delante de E_2 ; de ahí que la potencia fluya de izquierda a derecha.

Ejemplo 16-9

De acuerdo con la figura 16.33a, la fuente A genera un voltaje $E_1 = 20 \text{ kV} \angle 5^\circ$ y la fuente B genera un voltaje $E_2 = 15 \text{ kV} \angle 42^\circ$. La línea de transmisión que las conecta tiene una reactancia inductiva de 14Ω . Calcule la potencia activa que fluye por la línea y especifique qué fuente es en realidad una carga.

Solución

El ángulo de fase entre las dos fuentes es $42^\circ - 5^\circ = 37^\circ$. El voltaje de la fuente B se adelanta al de la fuente A porque su ángulo de fase es más positivo. Por consiguiente, fluye potencia de B a A, por lo que A es en realidad una carga. La potencia activa está dada por

$$\begin{aligned} P &= \frac{E_1 E_2}{X} \text{sen } \delta \quad (16.8) \\ &= \frac{20 \text{ kV} \times 15 \text{ kV}}{14} \text{sen } 37^\circ \\ &= \frac{20000 \times 15000}{14} 0.602 = 12.9 \times 10^6 \\ &= 12.9 \text{ MW} \end{aligned}$$

Observe que, por extraño que parezca, fluye potencia de la fuente que tiene el voltaje más bajo (15 kV) a la que tiene el voltaje más alto (20 kV).

16.24 Eficiencia, potencia y tamaño de máquinas eléctricas

El tamaño físico de una máquina eléctrica tiene un profundo efecto en su eficiencia, salida de potencia, costo relativo y elevación de la temperatura. El análisis siguiente revela por qué estas características están íntimamente relacionadas.

Consideremos un pequeño generador de ca que tiene las siguientes características:

salida de potencia	1 kW
voltaje nominal	120 V, trifásico
corriente nominal	4.8 A
velocidad nominal	1800 r/min

eficiencia	73%
torsión de entrada	7.27 N·m
momento de inercia	0.0075 kg·m ²
diámetro externo	0.180 m
longitud externa	0.15 m
masa	20 kg
salida de potencia/masa	50 W/kg

Con esta información podemos calcular las pérdidas de la máquina:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100 \quad (3.6)$$

$$73 = \frac{1 \text{ kW}}{P_i} \times 100$$

potencia de entrada $P_i = 1.37 \text{ kW}$

$$\text{pérdidas} = 1.37 \text{ kW} - 1.0 \text{ kW} = 0.37 \text{ kW}$$

Las pérdidas comprenden las pérdidas eléctricas I^2R en los devanados, las pérdidas por histéresis y corrientes parásitas en el hierro y las pérdidas por fricción en los cojinetes y por fricción del aire.

Incrementemos el tamaño de la máquina de modo que sus dimensiones lineales se eleven exactamente en la misma proporción, pero manteniendo los mismos materiales en toda la máquina. De esta manera, si utilizáramos un tipo particular de laminación de hierro en el estator, utilizaríamos el mismo tipo en la máquina más grande. También utilizaríamos el mismo tipo de aislamiento, con lo cual se duplicaría y amplificaría todo, incluidos los cojinetes, tuercas y pernos.

En este generador más grande mantendremos las mismas densidades de corriente (A/m^2) que en la máquina original. También mantendremos las mismas densidades de flujo (teslas) en las diversas partes del circuito magnético (núcleo, entrehierro, dientes del estator, etcétera).

Como resultado, las pérdidas eléctricas I^2R por cm^3 y las pérdidas en el hierro por cm^3 serán las mismas en cualquier parte, como en la máquina original. Por lo tanto, las pérdidas en el cobre y el hierro se incrementarán en proporción a su volumen. Supongamos que las pérdidas por fricción en los cojinetes y por fricción del aire también se incrementan de la misma manera.

Supongamos también que el número de ranuras, conductores e interconexiones permanece igual que antes y que la velocidad de rotación (1800 r/min) no cambia.

En estas condiciones, podemos predecir las propiedades del generador conforme se incrementa su tamaño.

Por ejemplo, suponga que todas las dimensiones lineales se triplican. El volumen se incrementará en un factor de $3^3 = 27$. En consecuencia, la masa se incrementará en un factor de 27, por lo que las pérdidas también lo harán. La masa de la máquina más grande será de $27 \times 20 \text{ kg} = 540 \text{ kg}$. Las pérdidas se elevarán a $27 \times 0.37 \text{ kW} = 10 \text{ kW}$.

Las ranuras son tres veces más anchas y 3 veces más profundas. Como resultado, la sección transversal de los conductores es 9 veces más grande, lo cual significa que pueden transportar 9 veces más corriente. Por consiguiente, la máquina más grande puede suministrar una corriente de $9 \times 4.8 \text{ A} = 43.2 \text{ A}$.

En cuanto al voltaje generado por conductor, está determinado por la ecuación 2.25, $E = Blv$. Recordemos que B es la densidad de flujo, l es la longitud del conductor y v es la velocidad a la cual el flujo lo atraviesa.

La densidad de flujo en la máquina grande es igual que antes. Sin embargo, la longitud l se ha triplicado. Además, la velocidad periférica v se ha incrementado 3 veces porque el diámetro del rotor se ha triplicado. Como resultado, el voltaje generado por conductor también se incrementa en un factor de 9. Como el generador más grande tiene el mismo número de conductores que antes y como están conectados de la misma manera, el generador producirá un voltaje de $9 \times 120 \text{ V} = 1080 \text{ V}$.

Por lo tanto, triplicando las dimensiones lineales, tanto el voltaje como la corriente se incrementan en un factor de 9. Esto significa que la salida de potencia se incrementa $9 \times 9 = 81$ veces. Por lo tanto, la salida de potencia del nuevo generador es $81 \times 1 \text{ kW} = 81 \text{ kW}$.

La entrada de potencia necesaria para impulsar el generador de ca es $P_i = 81 \text{ kW} + \text{pérdidas} = 81 \text{ kW} + 10 \text{ kW} = 91 \text{ kW}$. Por consiguiente, la nueva eficiencia es

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100 \quad (3.6)$$

$$= \frac{81 \text{ kW}}{91 \text{ kW}} \times 100$$

$$= 0.89 = 89\%$$

La eficiencia se ha incrementado de 73% a 89%, la cual es una mejora considerable. La razón es que la salida de potencia se ha incrementado 81 veces, mientras

que las pérdidas se han incrementado sólo 27 veces. Por lo tanto, la eficiencia de la máquina se incrementa con el tamaño.

La máquina original producía una salida de 50 W/kg. La máquina más grande tiene una masa de 540 kg y produce 81 kW. Por consiguiente, produce $81 \text{ kW} / 540 \text{ kg} = 150 \text{ W/kg}$, la cual es tres veces más grande que antes.

Así, el generador más grande es relativamente más liviano y más barato que la máquina más pequeña. Como comprobación, si se utilizaran 81 generadores de 1 kW para producir 81 kW, su masa combinada sería $81 \cdot 20 \text{ kg} = 1620 \text{ kg}$. Este centro de generación sería obviamente más costoso y ocuparía más espacio de piso que el generador solo de 81 kW.

Como otro asunto de interés, recordemos que el momento de inercia J de un rotor es proporcional a su masa y al cuadrado de su radio (vea la tabla 3A). Así pues, cuando se triplican las dimensiones lineales, J se incrementará en un factor de $J = mr^2 = 27 \cdot 3^2 = 3^5 = 243$. Por consiguiente, el momento de inercia de la máquina más grande es $243 \cdot 0.0075 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 = 1.8 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$.

Las características del generador más grande se resumen a continuación. Contrastan notablemente con las de la máquina original de 1 kW.

salida de potencia	81 kW
voltaje nominal	1080 V, trifásico
corriente nominal	43.2 A
velocidad nominal	1800 r/min
eficiencia	89%
torsión de entrada	483 N·m
momento de inercia	$1.8 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
diametro externo	0.54 m
longitud externa	0.45 m
masa	540 kg
salida de potencia/masa	150 W/kg

El gran problema es la elevación de temperatura. Cuando se triplican las dimensiones lineales, el área de la máquina que disipa el calor se incrementa 9 veces, pero las pérdidas se incrementan 27 veces. Así, la potencia disipada por metro cuadrado se incrementa en un factor de 3. Por consiguiente, a menos que se utilice un mejor sistema de enfriamiento, la máquina más grande *forzosamente* se calienta más. Para evitar daños a los materiales aislantes, la elevación de la temperatura tiene que limitarse a un máximo de 200 °C.

Por lo tanto, el enfriamiento de máquinas grandes es una cuestión muy importante.

En conclusión, los principios generales aquí tratados en cuanto a tamaño físico, salida de potencia, eficiencia y aumento de la temperatura, etc., son válidos para todas las máquinas, incluidos motores y transformadores de ca y de cd.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 16-1 ¿Cuáles son las ventajas de utilizar una armadura estacionaria en generadores síncronos grandes? ¿Por qué el estator siempre se conecta en Y?
- 16-2 Mencione las principales diferencias entre generadores de turbina de vapor y generadores de polos salientes. Con una salida de potencia dada, ¿cuál de estas máquinas es la más grande?
- 16-3 Al analizar un sitio hidroeléctrico, se encontró que las turbinas deben girar a casi 350 r/min. Si el generador directamente acoplado debe generar una frecuencia de 60 Hz, calcule lo siguiente:
 - a. El número de polos en el rotor.
 - b. La velocidad exacta de la turbina.
- 16-4 Un generador trifásico aislado produce un voltaje de línea sin carga de 13.2 kV. Si se conecta a la máquina una carga que tiene un factor de potencia retrasado de 0.8, ¿se debe incrementar o disminuir la excitación para mantener el mismo voltaje de línea?
- 16-5 ¿Qué condiciones se deben cumplir antes de conectar un generador a un sistema trifásico?
- 16-6 Calcule el número de polos en el generador de la figura 16.12 utilizando la información dada.
- 16-7 Calcule el número de polos en el generador de avión mostrado en la figura 16.11.
- 16-8 Un generador trifásico que gira a 1200 r/min genera un voltaje sin carga de 9 kV y 60 Hz. ¿Cómo se verá afectado el voltaje terminal si se conectan las cargas siguientes a sus terminales?
 - a. Carga resistiva.
 - b. Carga inductiva.
 - c. Carga capacitiva.

- 16-9 En el problema 16-8, si se mantiene constante la corriente de campo, calcule el voltaje sin carga y la frecuencia si la velocidad es
- 1000 r/min
 - 5 r/min

Nivel intermedio

- 16-10 ¿Qué se quiere dar a entender con la reactancia síncrona de un generador trifásico? Trace el circuito equivalente de un generador y explique el significado de todos los parámetros.
- 16-11 Mencione las ventajas de los sistemas de excitación sin escobillas sobre los sistemas convencionales. Con un diagrama de circuito esquemático, demuestre cómo es excitado el rotor de la figura 16.7.
- 16-12 Recurriendo a la figura 16.13, calcule la corriente de excitación requerida para generar un voltaje de *línea* sin carga de
- 24.2 kV
 - 12.1 kV
- 16-13 Un generador trifásico posee una reactancia síncrona de 6Ω y el voltaje de excitación E_o es de 3 kV por fase (vea la figura 16.19). Calcule el voltaje de línea a neutro E para una carga resistiva de 8Ω y trace el diagrama fasorial.
- 16-14 a. En el problema 16-13, trace la curva de E contra I para las siguientes cargas resistivas: infinita, de 24, 12, 6, 3, 0 ohms.
 b. Calcule la potencia activa P por fase en cada caso.
 c. Trace la curva de E contra P . ¿Para qué valor de resistencia de carga es máxima la salida de potencia?

- 16-15 Remitiéndose a la figura 16.2, calcule la longitud de un paso de polo medido a lo largo de la circunferencia interna del estator.

- 16-16 El generador trifásico mostrado en la figura 16.16 tiene las siguientes características:

$$E_o = 2440 \text{ V}$$

$$X_s = 144 \Omega$$

$$R = 17 \Omega$$

impedancia de carga $Z = 175 \Omega$ (resistiva)

Calcule

- La impedancia síncrona Z_s , por fase.
 - La resistencia total del circuito, por fase.
 - La reactancia total del circuito, por fase.
 - La corriente de línea.
 - El voltaje de línea a neutro a través de la carga.
 - El voltaje de línea a través de la carga.
 - La potencia de la turbina que impulsa el alternador.
 - El ángulo de fase entre E_o y el voltaje a través de la carga.
- 16-17 Un generador trifásico de 3000 KVA, 20 kV, 900 r/min y 60 Hz suministra potencia a una carga de 2400 KVA y 16 kV que tiene un factor de potencia retrasado de 0.8. Si la reactancia síncrona es de 100Ω , calcule el valor de E_o , por fase.
- 16-18 El generador de la figura 16.2 tiene una reactancia síncrona de 0.4Ω por fase. Está conectado a un bus infinito que tiene un voltaje de línea de 14 kV y el voltaje de excitación se ajusta a 1.14 pu.

Calcule

- El ángulo δ del par o momento de torsión cuando el generador suministra 420 MW.
 - El ángulo α del desplazamiento mecánico.
 - El desplazamiento lineal de los polos (medido a lo largo de la circunferencia interna del estator) correspondiente a este ángulo de desplazamiento [pulg].
- 16-19 Una prueba realizada en el alternador de 500 MVA de la figura 16.2 arrojó los siguientes resultados:
- El voltaje de línea de circuito abierto es de 15 kV con una corriente directa de excitación de 1400 A.
 - Utilizando la misma corriente directa, con la armadura en cortocircuito la corriente alterna de línea resultante es de 21 000 A.

Calcule

- La impedancia base del generador por fase.
- El valor de la reactancia síncrona.

- c. El valor por unidad de X_s .
- d. La relación de cortocircuito.

Nivel avanzado

- 16-20 El generador síncrono de la figura 16.2 tiene una eficiencia de 98.4% cuando suministra una salida de 500 MW. Sabiendo que la corriente directa de excitación es de 2400 A con un voltaje de cd de 300 V, calcule lo siguiente:
- a. Las pérdidas totales en la máquina.
 - b. Las pérdidas en el cobre del rotor.
 - c. El par o momento de torsión desarrollado por la turbina.
 - d. La diferencia de temperatura promedio entre el aire frío entrante y el aire caliente saliente, si el flujo de aire es de $280 \text{ m}^3/\text{s}$.
- 16-21 Regresando a la figura 16.4, cada bobina del rotor tiene 21.5 vueltas y transporta una corriente directa de 500 A. Sabiendo que la longitud del entrehierro es de 1.3 pulgadas, calcule la densidad de flujo en él sin carga. Omite la fmm requerida para la parte de hierro del circuito magnético (vea la sección 2.17).
- 16-22 Recurriendo a la figura 16.17, se da la siguiente información sobre un generador:

$$E_o = 12 \text{ kV}$$

$$E = 14 \text{ kV}$$

$$X_s = 2 \Omega$$

E_o adelanta a E 30°

- a. Calcule la salida de potencia activa total del generador.
- b. Trace el diagrama fasorial para una fase.
- c. Calcule el factor de potencia de la carga.

- 16-23 El generador de turbina de vapor mostrado en la figura 16.3 tiene una reactancia síncrona de 1.3 pu. El voltaje de excitación E_o se ajusta a 1.2 pu y la máquina se conecta a un bus infinito de 19 kV. Si el ángulo δ del momento de torsión es de 20° , calcule lo siguiente:
- a. La salida de potencia activa.
 - b. La corriente de línea.
 - c. Trace el diagrama fasorial para una fase.

- 16-24 En el problema 16-23, calcule la salida de potencia activa del generador si las válvulas de vapor están cerradas. ¿El alternador recibe o suministra potencia reactiva? ¿Cuánta?

- 16-25 El generador del problema 16-20 es impulsado por una turbina hidráulica cuyo momento de inercia es $54 \times 10^6 \text{ lb}\cdot\text{pie}^2$. El rotor tiene un J de $4.14 \times 10^6 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$.
- a. Si los cortacircuitos de línea se activan repentinamente, calcule la velocidad de la unidad generadora (turbina y alternador) 1 segundo después, suponiendo que las compuertas del artefacto permanecen abiertas.
 - b. ¿Cuántos grados mecánicos y cuántos grados eléctricos se adelantan los polos (con respecto a su posición normal) durante el intervalo de 1 segundo?

- 16-26 Un alternador trifásico de 400 Hz tiene una capacidad de 2 horas de 75 kVA, 1200 r/min, 450 V y un factor de potencia de 80 por ciento (Fig. 16.34a). El estator tiene 180 ranuras, un diámetro interno de 22 pulgadas y una longitud axial de 9.5 pulg. El rotor está especificado para una corriente de campo de 31 A a 115 V.

Calcule

- a. El número de polos en el rotor.
- b. El número de bobinas en el estator.
- c. El número de bobinas por grupo de fases en el estator.
- d. La longitud de un paso de polo, medido a lo largo de la circunferencia del estator.
- e. La resistencia del devanado de cd en el rotor y la potencia necesaria para excitarlo.

Aplicación industrial

- 16-27 Un alternador trifásico de emergencia de 33.8 kVA, 480 V y 60 Hz, impulsado por un motor de diesel, tiene que operar a un factor de potencia de 80 por ciento. Se da la siguiente información adicional:

Eficiencia: 83.4%

Peso: 730 lb

Wk² (momento de inercia): $15.7 \text{ lb}\cdot\text{pie}^2$

Aislamiento: clase B

Calcule

- a. La capacidad mínima de caballos de fuerza del motor diesel para impulsar el generador.
- b. La temperatura máxima permisible de los devanados, por medio del método de resistencia.

16-28 Un generador síncrono de 220 MVA, 500 r/min, 13.8 kV y 50 Hz, con factor de potencia de 0.9, impulsado por una turbina hidráulica y fabricado por Siemens, tiene las siguientes propiedades:

Clase de aislamiento: F

Momento de inercia: $525 \text{ t}\cdot\text{m}^2$

Masa total del estator: 158 t

(t = toneladas métricas)

Masa total del rotor: 270 t

Eficiencia a plena carga, factor de potencia unitario: 98.95%

Reactancia síncrona no saturada: 1.27 pu

Reactancia transitoria: 0.37 pu

Velocidad de embalamiento en modo de generador: 890 r/min

Se utiliza excitación estática y la corriente de excitación es de 2980 A bajo un voltaje de excitación de 258 V.



Figura 16.34a

Rotor (izquierda) y estator (derecha) de un alternador trifásico de 75 kVA, 1200 r/min, 450 V y 400 Hz para uso a bordo de un barco. El alternador es propulsado por un motor síncrono de 100 hp y 1200 r/min.

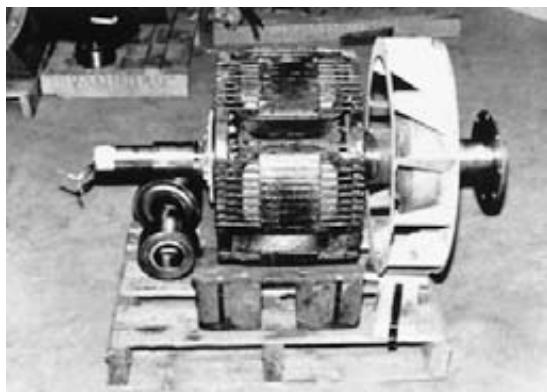


Figura 16.34b

Rotor (izquierdo) y estator (derecho) del motor síncrono de 100 hp, 1200 r/min y 60 Hz. El estator está montado sobre una plataforma que también sirve como base para el alternador. El rotor está equipado con un devanado de jaula de ardilla para permitir que arranque como un motor de inducción.

(Cortesía de Electro-Mécanik)

El generador también está diseñado para operar como motor, impulsando la turbina como bomba. En estas condiciones, el motor desarrolla una salida de 145 MW.

Tanto el estator como el rotor son enfriados por agua pasándola por conductores huecos que transportan corriente. El agua está tratada de modo que su conductividad es de menos de $5 \mu\text{S}/\text{cm}$. El agua pura fluye a través del estator a razón de 8.9 litros por segundo y a través del rotor a 5.9 litros por segundo. Dada la información anterior, calcule lo siguiente:

- a.** La salida de potencia activa nominal, en MW con un factor de potencia unitario y un factor de potencia retrasado de 0.9.
- b.** La salida de potencia reactiva nominal, en Mvar.
- c.** La relación de cortocircuito.
- d.** El valor de la reactancia síncrona de línea a neutro, por fase.
- e.** Las pérdidas totales del generador a plena carga y el factor de potencia unitario.

16-29 En el problema 16-28 de aplicación industrial, calcule lo siguiente:

- a.** La capacidad de caballos de fuerza del generador cuando funciona como motor de bomba.
- b.** La energía cinética del rotor cuando funciona a velocidad nominal.
- c.** La energía cinética del rotor cuando alcanza su velocidad de embalamiento máxima permisible.
- d.** El tiempo para alcanzar la velocidad de embalamiento en el caso de que ocurra un cortocircuito cuando el generador está suministrando su carga nominal y suponiendo que el agua continúa fluyendo libremente por la turbina (compuertas completamente abiertas).

16-30 En el problema 16-28, calcule la potencia disipada en los devanados del rotor y la pérdida de potencia por polo. Conociendo el gasto de agua y que la temperatura de entrada es de 26°C , calcule la temperatura del agua que sale de los devanados del rotor. ¿Cuál es la resistividad mínima ($\Omega \cdot \text{m}$) del agua circulante?

CAPÍTULO 17

Motores síncronos

17.0 Introducción

Los generadores síncronos descritos en el capítulo anterior pueden operar como generadores o como motores. Cuando operan como motores (conectándolos a una fuente trifásica), reciben el nombre de *motores síncronos*. Como el nombre lo dice, los motores síncronos funcionan en sincronismo con el campo rotatorio. Por consiguiente, la velocidad de rotación está asociada con la frecuencia de la fuente. Como la frecuencia es fija, la velocidad del motor permanece

constante, independientemente de la carga o voltaje de la línea trifásica. Sin embargo, los motores síncronos se utilizan mucho no sólo porque funcionan a velocidad constante sino porque poseen otras propiedades eléctricas únicas. En este capítulo estudiaremos estas propiedades.

La capacidad de la mayoría de los motores síncronos oscila entre 150 kW (200 hp) y 15 MW (20 000 hp) y giran a velocidades que van de 150 a 1800 r/min. Por lo tanto, estas máquinas se utilizan principalmen-

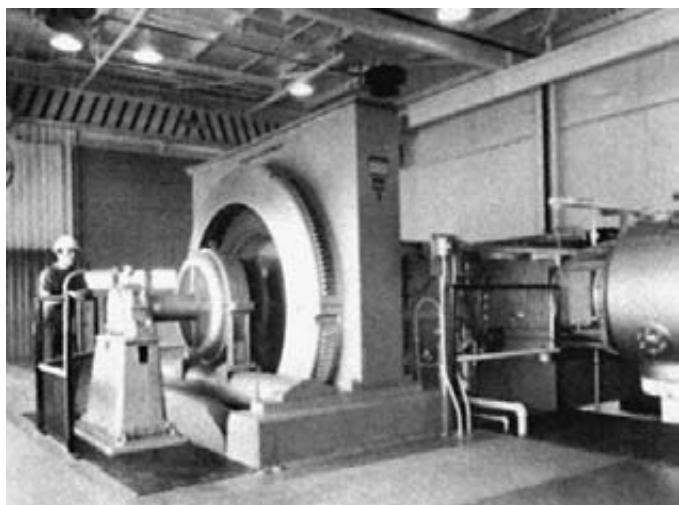


Figura 17.1

Motor síncrono trifásico de factor de potencia unitario, de 3000 hp (2200 kW), 327 r/min, 4000 V y 60 Hz, que acciona un compresor utilizado en una estación de bombeo en el gasoducto Trans-Canada. La excitación sin escobillas es proporcionada por un alternador/rectificador, montado en el eje entre el soporte de cojinetes y el rotor principal.

(Cortesía de General Electric)

te en la industria pesada (Fig. 17.1). En el otro extremo del espectro de potencia se encuentran los motores síncronos utilizados en dispositivos de control y relojes eléctricos. Los estudiaremos en el capítulo 18.

17.1 Construcción

La construcción de los motores síncronos es idéntica a la de los generadores de ca de polos salientes. El *estator* se compone de un núcleo magnético ranurado, el cual porta un devanado imbricado trifásico. Por ello, el devanado también es idéntico al de un motor de inducción trifásico.

El *rotor* tiene un grupo de polos salientes que son excitados por una corriente directa (Fig. 17.2). Las bobinas de excitación están conectadas en serie a dos anillos colectores y la corriente es alimentada al devanado por

un excitador externo. Las ranuras también están hechas a lo largo de la circunferencia de los polos salientes. Portan un devanado de jaula de ardilla similar al de un motor de inducción trifásico. Este *devanado amortiguador* se utiliza para arrancar el motor.

Los motores síncronos modernos con frecuencia utilizan excitación sin escobillas, similar a la utilizada en generadores síncronos. De acuerdo con la figura 17.3, un generador trifásico relativamente pequeño, llamado *excitador*, y un rectificador trifásico van montados en un extremo del eje del motor. La corriente directa I_x del rectificador es alimentada directamente a los devanados de polos salientes, sin pasar a través de las escobillas y anillos colectores. La corriente se puede de variar controlando la pequeña corriente de excitación I_c que fluye en el devanado de campo estacionario del excitador. La figura 17.4 muestra la manera en

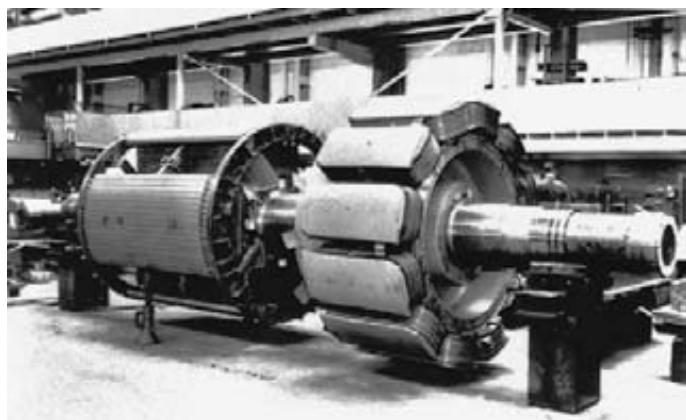
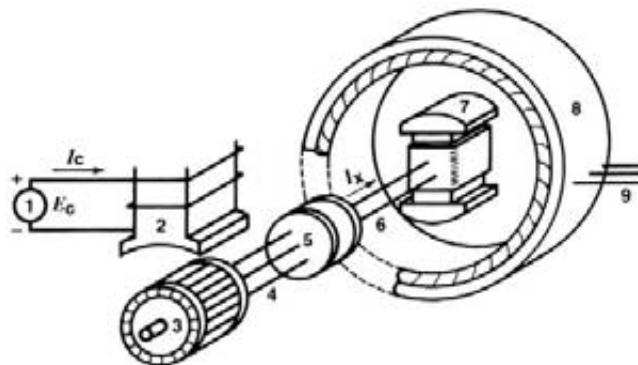


Figura 17.2

Rotor de un convertidor de frecuencia de 50 Hz a 16 2/3 Hz utilizado para energizar una vía férrea. El rotor de 4 polos de la izquierda está asociado con un alternador trifásico de 7000 kVA, 16 2/3 Hz y un factor de potencia de 85%. El rotor de la derecha es para un motor síncrono trifásico de 6900 kVA, 50 Hz y un factor de potencia de 90%, que impulsa el alternador monofásico. Ambos rotores están equipados con devanados de jaula de ardilla. Hoy en día, estas máquinas son reemplazadas por convertidores de frecuencia transistorizados. (vea la sección 29.6.)
(Cortesía de ABB)



- 1 - fuente de control de cd
- 2 - polos de excitador estacionario
- 3 - alternador (excitador trifásico)
- 4 - conexión trifásica
- 5 - puente rectificador
- 6 - línea de cd
- 7 - rotor de motor síncrono
- 8 - estator de motor síncrono
- 9 - entrada trifásica al estator

Figura 17.3

Diagrama que muestra los componentes principales de un excitador sin escobillas para un motor síncrono. Es similar al de un generador síncrono.

que el excitador, el rectificador y los polos salientes están montados en un motor síncrono de 3000 kW.

El rotor y el estator siempre tienen el mismo número de polos. Como en el caso de un motor de inducción, el número de polos determina la velocidad síncrona del motor:

$$n_s = 120 \frac{f}{p} \quad (17.1)$$

donde

n_s = velocidad del motor [r/min]

f = frecuencia de la fuente [Hz]

p = número de polos

Ejemplo 17-1

Calcule el número de polos salientes en el rotor del motor síncrono mostrado en la figura 17.4a.

Solución

El motor opera a 60 Hz y gira a 200 r/min; por consiguiente,

$$n_s = 120 f/p$$

$$200 = (120 \times 60)/p$$

$$p = 36 \text{ polos}$$

El rotor posee 18 polos norte y 18 polos sur.

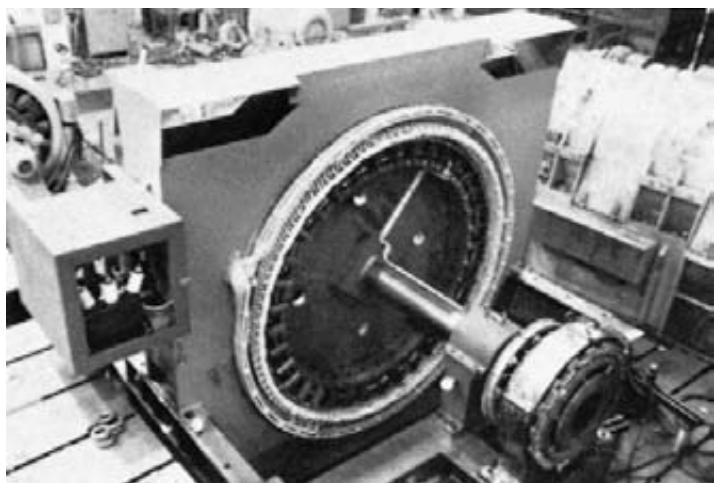


Figura 17.4a

Motor síncrono de 4000 hp (3000 kW), 200 r/min, 6.9 kV, 60 Hz y un factor de potencia de 80%, diseñado para impulsar una trituradora de mineral. El excitador sin escobillas (alternador/rectificador) está montado en el eje en voladizo y su capacidad es de 50 kW y 250 V.
(Cortesía de General Electric)

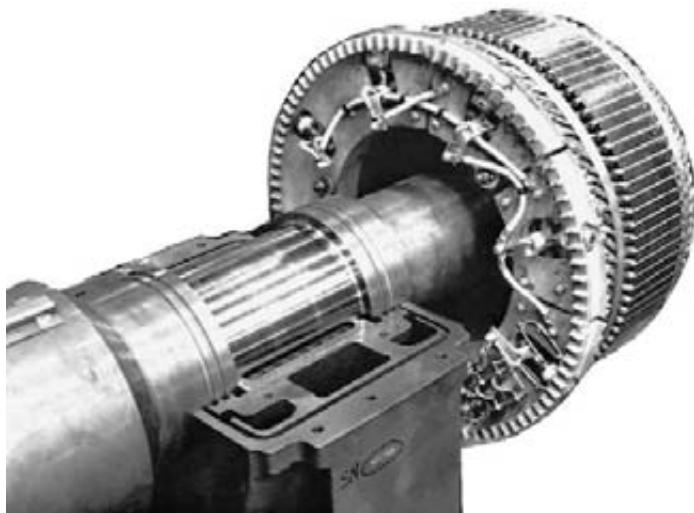


Figura 17.4b

Toma de cerca de un excitador de 50 kW que muestra el devanado de armadura y 5 de los 6 diodos utilizados para rectificar la corriente alterna.
(Cortesía de General Electric)

17.2 Arranque de un motor síncrono

Un motor síncrono no puede arrancar por sí mismo; en consecuencia, el rotor casi siempre está equipado con un devanado de jaula de ardilla para que pueda arrancar como motor de inducción. Cuando el rotor se conecta a la línea trifásica, el motor acelera hasta que alcanza una velocidad un poco por debajo de la velocidad síncrona. La excitación de cd se suprime durante este periodo de arranque.

Mientras el rotor se acelera, el flujo rotatorio creado por el estator pasa frente a los polos salientes que se mueven lentamente. Como las bobinas en el rotor poseen un número relativamente grande de vueltas, se induce un alto voltaje en el devanado del rotor cuando gira a bajas velocidades. Este voltaje aparece entre los anillos colectores y disminuye conforme el rotor se acelera, hasta volverse insignificante cuando el rotor se aproxima a la velocidad síncrona. Para limitar el voltaje, y para mejorar el par o momento de torsión de arranque, se ponen en cortocircuito los anillos colectores o se conectan a un resistor auxiliar durante el periodo de arranque.

Si la capacidad de potencia de la línea de suministro es limitada, en ocasiones se tiene que aplicar un voltaje reducido al estator. Como en el caso de motores de inducción, se utilizan autotransformadores o reactores en serie para limitar la corriente de arranque (vea el capítulo 20). Los motores síncronos muy grandes (20 MW y más) en ocasiones son acelerados por medio de un motor auxiliar, llamando *motor pony*. Por último, en algunas instalaciones grandes el motor puede ser acelerado por una fuente electrónica de frecuencia variable.

17.3 Par o momento de torsión de ajuste a sincronismo

En cuanto el motor está funcionando cerca de la velocidad síncrona, el rotor es excitado con la corriente directa. Esto produce polos N y S alternos alrededor de la circunferencia del rotor (Fig. 17.5). Si en este instante los polos quedan frente a polos de polaridad opuesta en el estator, se crea una fuerte atracción magnética entre ellos. Esta atracción mutua mantiene juntos los polos del rotor y del estator, y el rotor es literalmente obligado a sincronizarse con el campo rotatorio. Por ello, el momento de torsión desarrollado

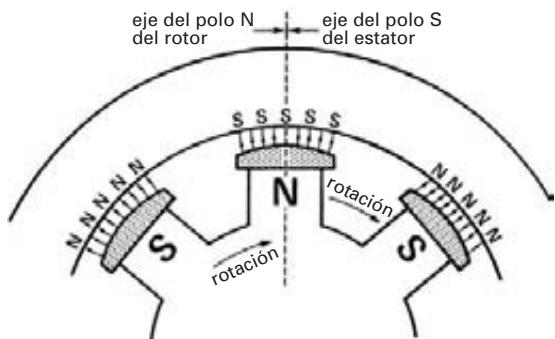


Figura 17.5

Los polos del rotor son atraídos por los polos opuestos del estator. Sin carga, los ejes de los polos coinciden.

en este instante se llama *momento de torsión de ajuste a sincronismo*.

El par o momento de torsión de ajuste a sincronismo de un motor síncrono es poderoso, pero la corriente directa se debe aplicar en el instante correcto. Por ejemplo, si los polos emergentes N, S del rotor están opuestos a los polos N, S del estator, la repulsión magnética resultante producirá un violento choque mecánico. El motor se desacelerará de inmediato y los cortacircuitos se activarán. En la práctica, los arrancadores de motores síncronos están diseñados para detectar el instante preciso en que se deberá aplicar la excitación. Entonces el motor se acelera automáticamente y se sincroniza con el campo rotatorio.

Una vez que el motor gira a velocidad síncrona, no se induce voltaje alguno en el devanado de jaula de ardilla, así que no transporta corriente. Por lo tanto, el comportamiento de un motor síncrono es enteramente diferente del de uno de inducción. Básicamente, un motor síncrono gira a causa de la atracción magnética entre los polos del rotor y los polos opuestos del estator.

Para invertir la dirección de rotación, simplemente se intercambian dos líneas cualesquiera conectadas al estator.

17.4 Motor bajo carga — descripción general

Cuando un motor síncrono funciona sin carga, los polos del rotor están directamente opuestos a los del estator y sus ejes coinciden (Fig. 17.5). Sin embargo, si aplicamos una carga mecánica, los polos del rotor se retrasan

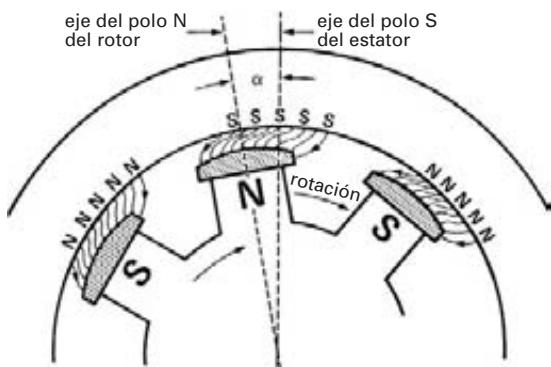


Figura 17.6

Los polos del rotor son desplazados con respecto a los ejes de los polos del estator cuando el motor suministra potencia mecánica.

un poco respecto a los polos del estator, pero el rotor continúa girando a velocidad síncrona. El ángulo mecánico α entre los polos se incrementa progresivamente conforme incrementamos la carga (Fig. 17.6). No obstante, la atracción magnética mantiene el rotor ligado al campo rotatorio y el motor desarrolla un par o momento de torsión cada vez más poderoso conforme se incrementa el ángulo.

Pero existe un límite. Si la carga mecánica excede el *par o momento de torsión crítico* o límite del motor, los polos del rotor se apartan repentinamente de los polos del estator y el motor se detiene. Un motor que se desincroniza crea una perturbación importante en la línea, por lo que se activan de inmediato los cortacircuitos. Esto protege el motor porque tanto el devanado de jaula de ardilla como el del estator se sobrecalentan rápidamente y la máquina deja de funcionar a velocidad síncrona.

El par o momento de torsión crítico depende de la fuerza magnetomotriz desarrollada por los polos del rotor y del estator. La fmm de los polos del rotor depende de la excitación de cd I_x , mientras que la del estator depende de la corriente alterna que fluye en los devanados. El par o momento de torsión crítico generalmente es 1.5 a 2.5 veces el par o momento de torsión nominal a plena carga.

El ángulo mecánico α entre los polos del rotor y del estator tiene una relación directa con la corriente del estator. Conforme se incrementa el ángulo, la corriente aumenta. Esto es de esperarse porque un ángulo más

grande corresponde a una carga mecánica más grande y la potencia incrementada sólo puede provenir de la fuente de ca trifásica.

17.5 Motor bajo carga —cálculos simples

Podemos entender mejor la operación de un motor síncrono remitiéndonos al circuito equivalente mostrado en la figura 17.7a, que representa una fase de un motor conectado en Y. Es idéntico al circuito equivalente de un generador de ca, porque ambas máquinas se construyen de la misma manera. Por lo tanto, el flujo Φ creado por el rotor induce un voltaje E_o en el estator. Este flujo depende de la corriente directa de excitación I_x . Por consiguiente, E_o varía con la excitación.

Como ya vimos, los polos del rotor y del estator están alineados sin carga. En estas condiciones, el voltaje E_o inducido está en fase con el voltaje E de línea a neutro (Fig. 17.7b). Si además ajustamos la excitación para que $E_o = E$, el motor “flota” en la línea y la corriente de línea es prácticamente cero. De hecho, la única corriente necesaria es para compensar las pérdidas por fricción en los cojinetes y fricción del aire en el motor, y por lo tanto es insignificante.

¿Qué sucede si aplicamos una carga mecánica al eje? El motor comenzará a perder velocidad, lo que hace que los polos del rotor se retrasen un ángulo α con respecto a los del estator. Debido a este desplazamiento mecánico, E_o alcanza su valor máximo un poco más tarde que antes. Así pues, de acuerdo con la figura 17.7c, E_o ahora está δ grados eléctricos detrás de E . El desplazamiento mecánico α produce un desplazamiento de fase *eléctrico* δ entre E_o y E .

El desplazamiento de fase produce una diferencia de potencial E_x a través de la reactancia síncrona X_s dada por

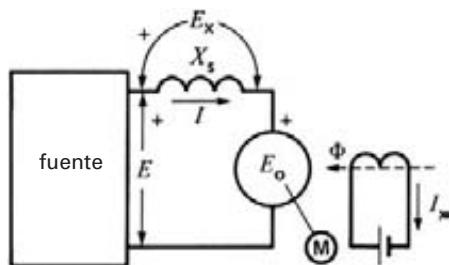
$$E_x = E - E_o$$

Por consiguiente, en el circuito debe fluir una corriente I , dada por

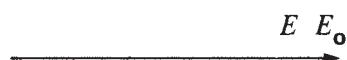
$$jIX_s = E_x$$

y por lo tanto

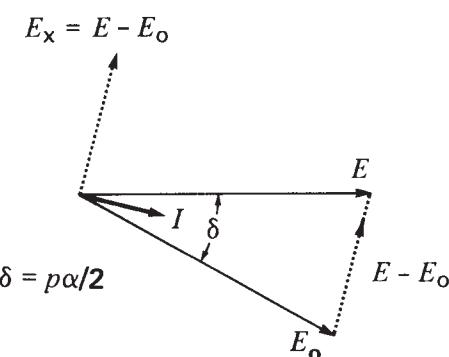
$$\begin{aligned} I &= -jE_x/X_s \\ &= -j(E - E_o)/X_s \end{aligned}$$

**Figura 17.7a**

Círculo equivalente de un motor síncrono, que muestra una fase.

**Figura 17.7b**

Motor sin carga, con E_o ajustado para igualar E .

**Figura 17.7c**

El motor bajo la carga E_o tiene el mismo valor que la figura 17.7b, pero ésta va detrás de E .

La corriente va 90° detrás de E_x porque X_s es induktiva. El diagrama fasorial bajo carga se muestra en la figura 17.7c. Como I está casi en fase con E , el motor absorbe potencia activa. Esta potencia se transforma totalmente en potencia mecánica, con excepción de las pequeñas pérdidas en el cobre y el hierro del estator.

En la práctica, el voltaje de excitación E_o se ajusta para que sea mayor o menor que el voltaje de suministro E . Su valor depende de la salida de potencia del motor y del factor de potencia deseado.

Ejemplo 17-2a

Un motor síncrono de 500 hp y 720 r/min conectado a una línea trifásica de 3980 V genera un voltaje de excitación E_o de 1790 V (línea a neutro) cuando la corriente directa de excitación es de 25 A. La reactividad síncrona es de 22Ω y el ángulo del par o momento de torsión entre E_o y E es de 30° .

Calcule

- El valor de E_x .
- La corriente alterna de línea.
- El factor de potencia del motor.
- Los caballos de fuerza aproximados que desarrolla el motor.
- El par o momento de torsión aproximado que se desarrolla en el eje.

Solución

Este problema se resuelve mejor por medio de notación vectorial.

- El voltaje E (línea a neutro) aplicado al motor tiene un valor

$$\begin{aligned} E &= E_L/\sqrt{3} = 3980/\sqrt{3} \\ &= 2300 \text{ V} \end{aligned}$$

Seleccionemos E como fasor de referencia, cuyo ángulo con respecto al eje horizontal se supone que es cero. Por lo tanto,

$$E = 2300 \angle 0^\circ$$

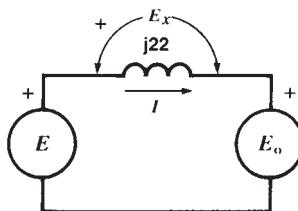
Se deduce que E_o está dado por el fasor

$$E_o = 1790 \angle -30^\circ$$

En la figura 17.8a se da el circuito equivalente por fase.

Moviéndonos en el sentido de las manecillas del reloj alrededor del circuito y aplicando la ley del voltaje de Kirchhoff, podemos escribir

$$\begin{aligned} -E + E_x + E_o &= 0 \\ E_x &= E - E_o \\ &= 2300 \angle 0^\circ - 1790 \angle -30^\circ \\ &= 2300 (\cos 0^\circ + j \sin 0^\circ) - \\ &\quad 1790 (\cos -30^\circ + j \sin -30^\circ) \\ &= 2300 - 1550 + j 895 \\ &= 750 + j 895 \\ &= 1168 \angle 50^\circ \end{aligned}$$

**Figura 17.8a**

Círculo equivalente de un motor síncrono conectado a una fuente E .

Por lo tanto, el fasor E_x tiene un valor de 1168 V y se adelanta 50° a E .

- b. La corriente de línea I está dada por

$$\begin{aligned} j 22 I &= E_x \\ I &= \frac{1168 \angle 50^\circ}{22 \angle 90^\circ} \\ &= 53 \angle -40^\circ \end{aligned}$$

Por lo tanto, el fasor I tiene un valor de 53 A y va 40° detrás del fasor E .

- c. El factor de potencia del motor está dado por el coseno del ángulo entre el voltaje E de línea a neutro a través de las terminales del motor y la corriente I . Por consiguiente,

$$\begin{aligned} \text{factor de potencia} &= \cos \theta = \cos 40^\circ \\ &= 0.766, \text{ o } 76.6\% \end{aligned}$$

El factor de potencia se retrasa porque la corriente va detrás del voltaje.

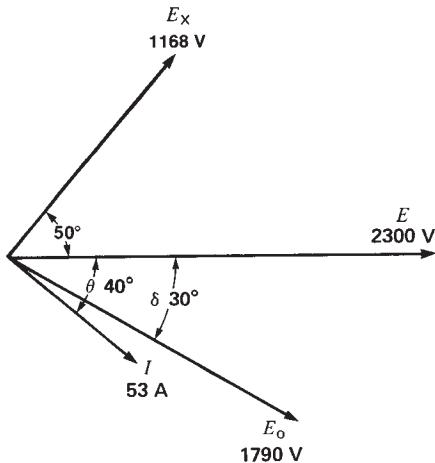
El diagrama fasorial completo se muestra en la figura 17.8b.

- d. La entrada de potencia activa total al estator es

$$\begin{aligned} P_i &= 3 \times E_{LN} I_L \cos \theta \\ &= 3 \times 2300 \times 53 \times \cos 40^\circ \\ &= 280\,142 \text{ W} = 280.1 \text{ kW} \end{aligned}$$

Ignorando las pérdidas I^2R y las pérdidas en el hierro del estator, la potencia eléctrica transmitida al rotor a través del entrehierro es de 280.1 kW. Hp aproximados que se desarrollan

$$P = 280.1 \times 10^3 / 746 = 375 \text{ hp}$$

**Figura 17.8b**

Vea el ejemplo 17-2.

- e. Momento de torsión aproximado

$$\begin{aligned} T &= \frac{9.55 \times P}{n} = \frac{9.55 \times 280.1 \times 10^3}{720} \\ &= 3715 \text{ N}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

Ejemplo 17-2b

El motor del ejemplo 17-2a tiene una resistencia de estator de 0.64 Ω por fase y experimenta las siguientes pérdidas:

Pérdidas eléctricas I^2R en el rotor: 3.2 kW

Pérdida en el núcleo del estator: 3.3 kW

Pérdidas mecánicas o por fricción en los cojinetes y fricción del aire: 1.5 kW

Calcule

- Los caballos de fuerza reales desarrollados.
- El par o momento de torsión real desarrollado en el eje.
- La eficiencia del motor.

Solución

- a. La entrada de potencia al estator es de 280.1 kW

Pérdidas I^2R en el estator = $3 \times 53^2 \times 0.64 \Omega = 5.4 \text{ kW}$

Pérdidas totales en el estator = $5.4 + 3.3 = 8.7 \text{ kW}$

Potencia transmitida al rotor = $280.1 - 8.7 = 271.4 \text{ kW}$

La potencia en el eje es la potencia suministrada al rotor menos las pérdidas por fricción en los cojinetes y fricción del aire. Las pérdidas I^2R en

el rotor son reemplazadas por una fuente de cd externa, así que no afectan la potencia mecánica.

La potencia disponible en el eje es

$$\begin{aligned} P_o &= 271.4 - 1.5 = 269.9 \text{ kW} \\ &= \frac{269.9 \times 10^3}{746} = 361.8 \text{ hp} \end{aligned}$$

Esta potencia se acerca mucho al valor calculado en el ejemplo 17-2a.

b. El par o momento de torsión correspondiente es

$$\begin{aligned} T &= \frac{9.55 \times P}{n} = \frac{9.55 \times 269.9 \times 10^3}{720} \\ &= 3580 \text{ N}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

c. Pérdidas totales = $5.4 + 3.3 + 3.2 + 1.5 = 13.4 \text{ kW}$

Entrada de potencia total = $280.1 + 3.2 = 283.3 \text{ kW}$

Salida de potencia total = 269.9 kW

Eficiencia = $269.9/283.3 = 0.9527 = 95.3\%$

Observe que la resistencia del estator de 0.64Ω es muy pequeña comparada con la reactancia de 22Ω . Por consiguiente, el diagrama fasorial verdadero es muy parecido al diagrama fasorial de la figura 17.8b.

17.6 Potencia y par o momento de torsión

Cuando un motor síncrono opera bajo carga, absorbe potencia activa de la línea. La potencia está dada por la misma ecuación que utilizamos en el capítulo 16 para el generador síncrono:

$$P = (E_o E / X_s) \operatorname{sen} \delta \quad (16.5)$$

Como en el caso de un generador, la potencia activa absorbida por el motor depende del voltaje de suministro E , del voltaje de excitación E_o y del ángulo de fase δ entre ellos. Si omitimos las pérdidas relativamente pequeñas en el hierro y eléctricas I^2R en el estator, toda la potencia se transmite al rotor a través del entrehierro. Esto es similar a la potencia P_r transmitida a través del entrehierro de un motor de inducción (sección 13.13). Sin embargo, en un motor síncrono, las pérdidas eléctricas I^2R en el rotor son compensadas completamente por la fuente de cd. En consecuencia, toda la potencia transmitida a través del entrehierro es-

tá disponible en forma de potencia mecánica. Así, la potencia mecánica desarrollada por un motor síncrono se expresa mediante la ecuación

$$P = \frac{E_o E}{X_s} \operatorname{sen} \delta \quad (17.2)$$

donde

P = potencia mecánica del motor, por fase [W]

E_o = voltaje de línea a neutro inducido por I_x [V]

E = voltaje de línea a neutro de la fuente [V]

X_s = reactancia síncrona por fase [Ω]

δ = ángulo del par o momento de torsión entre E_o y E [grados eléctricos]

Esta ecuación indica que la potencia mecánica se incrementa con el ángulo del par o momento de torsión y su valor máximo se alcanza cuando δ es de 90° . Los polos del rotor están entonces a la mitad entre los polos N y S del estator. La potencia pico P_{\max} (por fase) está dada por

$$P_{\max} = \frac{E_o E}{X_s} \quad (17.3)$$

En lo concerniente al par o momento de torsión, es directamente proporcional a la potencia mecánica porque la velocidad del rotor es fija. El par o momento de torsión se obtiene con la ecuación 3.5:

$$T = \frac{9.55 P}{n_s} \quad (17.4)$$

donde

T = par o momento de torsión, por fase [N·m]

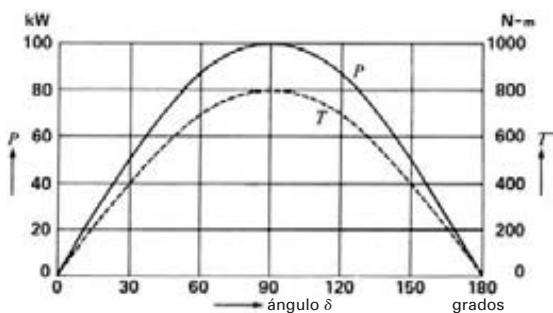
P = potencia mecánica, por fase [W]

n_s = velocidad síncrona [r/min]

9.55 = una constante [valor exacto = $60/2\pi$]

El par o momento de torsión máximo que el motor puede desarrollar se llama momento de torsión crítico o límite, mencionado anteriormente. Ocurre cuando $\delta = 90^\circ$ (Fig. 17.9).*

* Las observaciones hechas en esta sección son válidas para motores que tienen rotores lisos. La mayoría de los motores síncronos tienen polos salientes; en este caso, el par o momento de torsión crítico ocurre a un ángulo de aproximadamente 70° .

**Figura 17.9**

Potencia y par o momento de torsión por fase como una función del ángulo de par δ . Motor síncrono trifásico de 150 kW (200 hp), 1200 r/min y 60 Hz. Vea el ejemplo 17-3.

Ejemplo 17-3

Un motor síncrono trifásico de 150 kW, 1200 r/min y 460 V tiene una reactancia síncrona de 0.8Ω , por fase. Si el voltaje de excitación E_o es fijo a 300 V, por fase, determine lo siguiente:

- La curva de potencia frente a δ .
- La curva de par o momento de torsión frente a δ .
- El par o momento de torsión crítico del motor.

Solución

- El voltaje de línea a neutro es

$$\begin{aligned} E &= E_L/\sqrt{3} = 460/\sqrt{3} \\ &= 266 \text{ V} \end{aligned}$$

La potencia mecánica por fase es

$$\begin{aligned} P &= (E_o E / X_s) \operatorname{sen} \delta & (17.2) \\ &= (266 \times 300 / 0.8) \operatorname{sen} \delta \\ &= 99\,750 \operatorname{sen} \delta [\text{W}] \\ &= 100 \operatorname{sen} \delta [\text{kW}] \end{aligned}$$

Seleccionando valores diferentes para δ , podemos calcular los valores correspondientes de P y T , por fase.

δ [°]	P [kW]	T [N·m]
0	0	0
30	50	400
60	86.6	693

(continúa)

δ	P	T
90	100	800
120	86.6	693
150	50	400
180	0	0

Estos valores se grafican en la figura 17.9.

- La curva del momento de torsión se encuentra aplicando la ecuación 17.4:

$$\begin{aligned} T &= 9.55 P/n_s \\ &= 9.55 P/1200 \\ &= P/125 \end{aligned}$$

- El momento de torsión crítico T_{\max} coincide con la salida de potencia máxima:

$$T_{\max} = 800 \text{ N·m}$$

El par o momento de torsión crítico real es 3 veces más grande (2400 N·m) porque ésta es una máquina trifásica. Asimismo, los valores de potencia y momento de torsión dados en la figura 17.9 también se deben multiplicar por 3. Por lo tanto, este motor de 150 kW puede de desarrollar una salida máxima de 300 kW, o 400 hp aproximadamente.

17.7 Ángulos mecánicos y eléctricos

Como en el caso de generadores síncronos, existe una relación precisa entre el ángulo mecánico α , el ángulo δ del momento de torsión y el número de polos p . Está dada por

$$\delta = p\alpha/2 \quad (17.5)$$

Ejemplo 17-4

Un motor trifásico de 6000 kW, 4 kV, 180 r/min y 60 Hz tiene una reactancia síncrona de 1.2Ω . A plena carga los polos del rotor se desplazan un ángulo *mecánico* de 1° con respecto a su posición original. Si el voltaje de excitación E_o de línea a neutro es de 24 kV, calcule la potencia mecánica desarrollada.

Solución

El número de polos es

$$p = 120 f/n_s = 120 \times 60/180 = 40$$

El ángulo eléctrico del momento de torsión es

$$\delta = p\alpha/2 = (40 \times 1)/2 = 20^\circ$$

Suponiendo una conexión en Y, el voltaje E aplicado al motor es

$$\begin{aligned} E &= E_L/\sqrt{3} = 4 \text{ kV}/\sqrt{3} \\ &= 2.3 \text{ kV} \\ &= 2309 \text{ V} \end{aligned}$$

y el voltaje de excitación es

$$E_o = 2400 \text{ V}$$

La potencia mecánica desarrollada por fase es

$$\begin{aligned} P &= (E_o E / X_s) \operatorname{sen} \delta \quad (17.2) \\ &= (2400 \times 2309 / 1.2) \operatorname{sen} 20^\circ \\ &= 1573 \text{ 300} \\ &= 1573 \text{ kW} \end{aligned}$$

Potencia total = 3×1573

$$= 4719 \text{ kW } (\sim 6300 \text{ hp})$$

17.8 Par o momento de torsión de reluctancia

Si reducimos gradualmente la excitación de un motor síncrono cuando está funcionando sin carga, veremos que el motor continúa funcionando a velocidad síncrona aun cuando la corriente de excitación sea cero. La razón es que el flujo producido por el estator cruza el corto entrehierro entre los polos salientes y el estator en lugar de hacerlo por el entrehierro mucho más largo entre los polos. En otras palabras, como la reluctancia del circuito magnético es menor en el eje de los polos salientes, el flujo se concentra como se muestra en la figura 17.10a. A causa de este fenómeno, el motor desarrolla un *par o momento de torsión de reluctancia*.

Si se aplica una carga mecánica al eje, los polos del rotor se retrasarán con respecto a los del estator, y el flujo a través del estator tendrá la forma mostrada en la figura 17.10b. Por lo tanto, se puede desarrollar un considerable momento de torsión de reluctancia sin ninguna excitación de cd.

El par o momento de torsión de reluctancia llega a ser cero cuando los polos del rotor están a la mitad entre los polos del estator. La razón es que los polos N y S del estator atraen a los polos salientes en direcciones

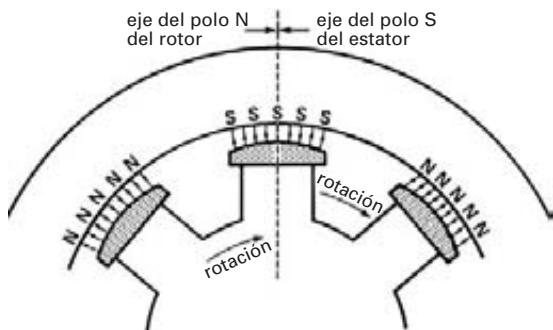


Figura 17.10a

El flujo producido por el estator fluye a través del entrehierro hasta los polos salientes.

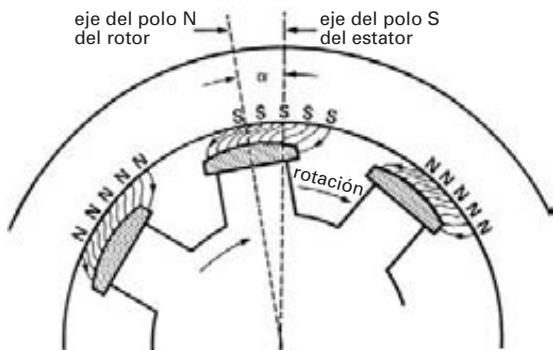
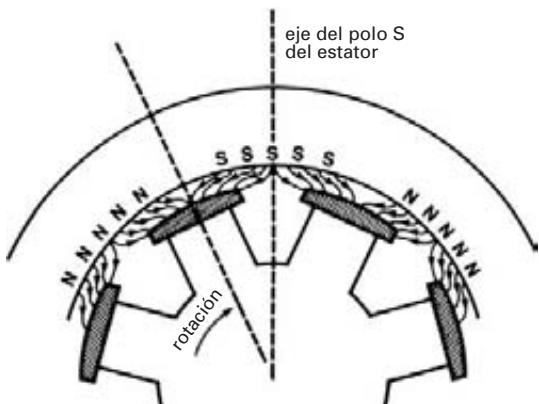


Figura 17.10b

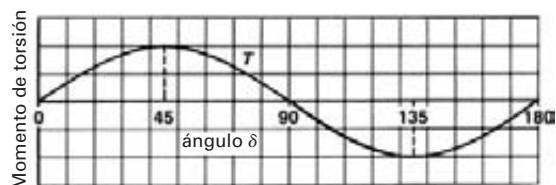
Los polos salientes son atraídos hacia los polos del estator, y de ese modo se produce un momento de torsión de reluctancia.

opuestas (Fig. 17.10c). Por consiguiente, el momento de torsión de reluctancia es cero precisamente en el ángulo con el que el par o momento de torsión regular T alcanza su valor máximo, o sea con $\delta = 90^\circ$.

La figura 17.11 muestra el momento de torsión de reluctancia en función del ángulo δ . El momento de torsión alcanza un valor máximo positivo con $\delta = 45^\circ$. Para ángulos más grandes alcanza un valor máximo negativo con $\delta = 135^\circ$. Obviamente, para funcionar como motor de momento de torsión de reluctancia el ángulo debe quedar entre cero y 45° . Aun cuando sigue desarrollándose un momento de torsión positivo entre 45 y 90° , ésta es una región inestable de operación. La razón es que a medida que se incrementa el ángulo, la potencia disminuye.

**Figura 17.10c**

El par o momento de torsión de reluctancia es cero cuando los polos salientes se encuentran a la mitad entre los polos del estator.

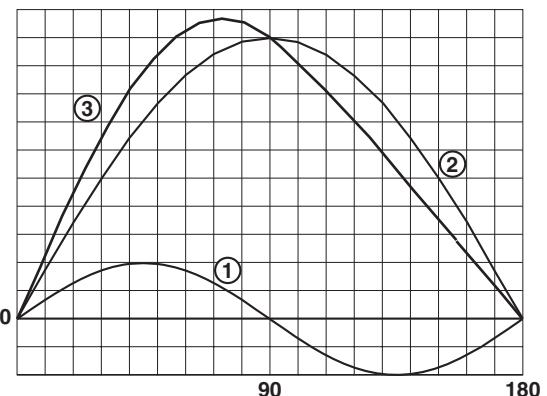
**Figura 17.11**

Par o momento de torsión de reluctancia en comparación con su ángulo.

Como en el caso de un motor síncrono convencional, la curva de potencia mecánica tiene exactamente la misma forma que la curva del momento de torsión. Por lo tanto, sin excitación de cd, la potencia mecánica alcanza un pico con $\delta = 45^\circ$.

¿El hecho de que los polos sean salientes modifica las curvas de potencia y de par o momento de torsión mostradas en la figura 17.9? Sí. De hecho, las curvas mostradas en dicha figura son de un motor síncrono de rotor liso. El momento de torsión de un motor de polos salientes es igual a la suma del componente con rotor liso y el componente de momento de torsión de reluctancia de la figura 17.11. Por lo tanto, la verdadera curva del momento de torsión de un motor síncrono tiene la forma (3) dada en la figura 17.12.

El par o momento de torsión de reluctancia pico es aproximadamente 25 por ciento del *momento de torsión pico de rotor liso*. Por consiguiente, el par o momento de torsión pico de un motor de polos salientes es aproximadamente 8 por ciento mayor que el de un

**Figura 17.12**

En un motor síncrono, el par o momento de torsión de reluctancia (1) más el momento de torsión de rotor liso (2) producen el momento de torsión resultante (3). El momento de torsión (2) es producido por la excitación de cd del rotor.

motor de rotor liso, como se ve en la figura 17.12. Sin embargo, la diferencia no es muy grande, razón por la cual seguiremos utilizando las ecuaciones 17.2 y 17.5 para describir el comportamiento de motor síncrono.

17.9 Pérdidas y eficiencia de un motor síncrono

Para dar al lector una idea del orden de magnitud del par o momento de torsión crítico, la resistencia, la reactancia y las pérdidas de un motor síncrono, hemos elaborado la tabla 17A, la cual muestra las características de un motor síncrono de 2000 hp y de uno de 200 hp, identificados como Motor A y Motor B, respectivamente.

Tome nota de los siguientes puntos:

1. El ángulo de par o momento de torsión a plena carga varía entre 27° y 37° . Corresponde al ángulo eléctrico δ mencionado anteriormente.
2. La potencia necesaria para excitar el motor de 2000 hp (4.2 kW) es de sólo aproximadamente dos veces la requerida para el motor de 200 hp (2.1 kW). En general, mientras más grande es el motor síncrono, más pequeña es la potencia por unidad requerida para excitarlo.
3. Las pérdidas totales del Motor A (38 kW) son sólo cuatro veces las del Motor B (9.5 kW)

TABLA 17A CARACTERÍSTICAS DE DOS MOTORES SÍNCRONOS

CAPACIDAD EN LA PLACA PROPORCIONADA POR EL FABRICANTE DE	MOTOR A	MOTOR B
potencia [hp]	2000 hp	200 hp
potencia [kW]	1492 kW	149 kW
voltaje en línea	4000 V	440 V
corriente de línea	220 A	208 A
velocidad	1800 r/min	900 r/min
frecuencia	60 Hz	60 Hz
fases	3	3
CARACTERÍSTICAS DE CARGA		
factor de potencia	1.0	1.0
par o momento de torsión crítico (pu)	1.4	2.2
ángulo del par o momento de torsión a plena carga	36.7°	27°
conexión	en Y	en Y
potencia de excitador de cd	4.2 kW	2.1 kW
voltaje de excitador de cd	125 V	125 V
entrehierro	10 mm	6 mm
PÉRDIDAS		
fricción en los coj. y fricción del aire	8.5 kW	1 kW
pérdida en el núcleo del estator	11 kW	2 kW
pérdidas parásitas	4 kW	1 kW
pérdidas eléctricas I^2R		
en el estator	10.3 kW	3.5 kW
pérdidas I^2R en el rotor	4.2 kW	2 kW
pérdidas totales	38 kW	9.5 kW
eficiencia	97.5%	94.0%
IMPEDANCIAS Y VOLTAJES (valores de línea a neutro)		
X_s en el estator	7.77 Ω	0.62 Ω
resistencia del estator R_s	0.0638 Ω	0.0262 Ω
relación X_s/R_s	122	23
voltaje de fase E	2309 V	254 V
voltaje de fase E_o	2873 V	285 V

a pesar de que el Motor A es diez veces más poderoso. Ésta es otra propiedad de los motores grandes; mientras más caballos de fuerza desarrollan, más pequeñas son las pérdidas relativas. Por consiguiente, las eficiencias mejoran con el incremento de potencia. Compare las eficiencias de los dos motores: 97.5% contra 94.0%.

- La reactancia síncrona X_s por fase es mucho más grande que la resistencia del devanado del estator. Observe que para el motor de 2000 hp,

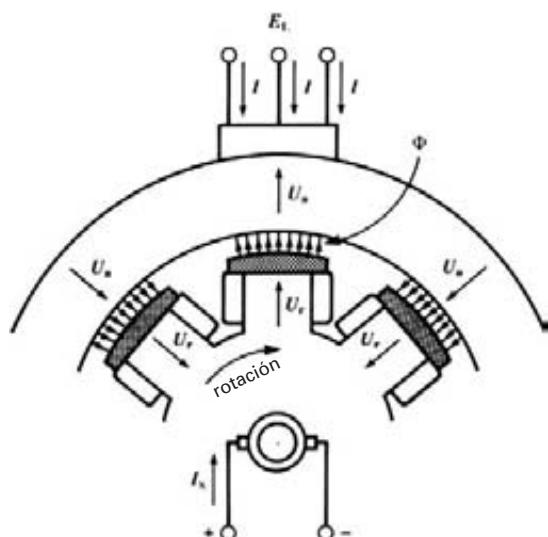
X_s es 122 veces más grande que R_s . Por lo tanto, siempre podemos ignorar el efecto de R_s en cuanto al desempeño del motor.

17.10 Excitación y potencia reactiva

Considere un motor síncrono conectado en Y a una fuente trifásica cuyo voltaje de línea E_L es fijo (Fig. 17.13). Por ello, el voltaje de línea a neutro también es fijo. Las corrientes de línea I producen una fuerza magnetomotriz U_a en el estator. Por otra parte, el rotor produce una fuerza magnetomotriz de cd, U_r . Así, el flujo total Φ es creado por la acción combinada de U_a y U_r .

Siguiendo nuestro razonamiento, el flujo Φ induce un voltaje E_a de línea a neutro en el estator. Si omitimos la pequeña caída IR en el estator, entonces $E_a = E$. Sin embargo, como E es fijo, Φ también lo es, como en el caso de un transformador (vea la sección 9.2).

La fmm requerida para crear el flujo constante Φ puede ser producida por el estator o por el rotor o por ambos. Si la corriente de excitación I_x del rotor es ce-

**Figura 17.13**

El flujo total Φ se debe a la fmm producida por el rotor (U_r) más la fmm producida por el estator (U_a). Con un E_L dado, el flujo Φ es básicamente fijo.

ro, todo el flujo tiene que ser producido por el estator. Para ello, el estator debe absorber una potencia reactiva considerable de la línea trifásica (vea la sección 7.9). Pero si excitamos el rotor con una corriente directa I_x , la fmm del rotor ayuda a producir una parte del flujo Φ . Por consiguiente, se absorbe menos potencia reactiva de la línea de ca. Si elevamos gradualmente la excitación, con el tiempo el rotor producirá por sí mismo todo el flujo requerido. El estator ya no absorberá más potencia reactiva, por lo que el factor de potencia del motor se volverá unitario (1.0).

¿Qué sucede si excitamos el motor por encima de su nivel crítico? En lugar de absorber potencia reactiva, el estator la *suministra* a la línea trifásica. El motor funciona entonces como una fuente de potencia reactiva, justo como si fuera un capacitor. Por lo tanto, variando la excitación de cd podemos hacer que el motor absorba o suministre potencia reactiva. Debido a esta importante propiedad, los motores síncronos en ocasiones se utilizan para corregir el factor de potencia de una planta al mismo tiempo que proporcionan potencia mecánica a la carga que están impulsando.

17.11 Tasa de factor de potencia

La mayorías de los motores síncronos están diseñados para operar con un factor de potencia unitario. Sin embargo, si también tienen que suministrar potencia reactiva, en general se diseñan para operar con un factor de potencia a plena carga de 0.8 (adelantado). Un motor diseñado para un factor de potencia de 0.8 puede suministrar potencia reactiva igual a 75 por ciento de su carga mecánica nominal. De este modo, el motor de 3000 kW mostrado en la figura 17.4 puede suministrar $75\% \times 3000 = 2250$ kvar a la línea al mismo tiempo que desarrolla su salida mecánica nominal de 3000 kW. Los motores diseñados para operar con factores de potencia adelantados son más grandes y más costosos que los motores de factor de potencia unitario. La razón es que para una capacidad de caballos de fuerza dada, tanto la corriente directa de excitación como la corriente del estator son más altas. Esto se puede explicar como sigue.

La figura 17.14 es el diagrama esquemático de un motor de factor de potencia unitario que opera a plena carga. El voltaje de línea a neutro es E_{ab} y la corriente de línea es I_p . Por lo tanto, la potencia activa absorbida por fase es,

$$P = E_{ab}I_p \quad (17.6)$$

La potencia activa absorbida es igual a la potencia mecánica del motor.



Figura 17.14
Motor síncrono con factor de potencia unitario y diagrama fasorial a plena carga.

La figura 17.15 muestra un motor con factor de potencia de 80% que también opera a plena carga. Desarrolla la misma potencia mecánica que el motor de la figura 17.14. La corriente de línea I_s está adelantada por un arco $\cos 0.8 = 36.87^\circ$ respecto a E_{ab} . Esta corriente se puede dividir en dos componentes I_p e I_q , y está claro que

$$I_p = 0.8 I_s \quad (17.7)$$

$$I_q = 0.6 I_s \quad (17.8)$$

La potencia activa P es

$$P = E_{ab}I_p = 0.8 E_{ab}I_s \quad (17.9)$$

La potencia reactiva suministrada por el motor es

$$Q = E_{ab}I_q = 0.6 E_{ab}I_s \quad (17.10)$$



Figura 17.15
Motor síncrono con factor de potencia de 80% y diagrama fasorial a plena carga.

De acuerdo con las ecuaciones 17.9 y 17.10

$$\begin{aligned} Q &= 0.75 P \\ &= 75\% \text{ de la salida de potencia mecánica nominal} \end{aligned}$$

como ya vimos anteriormente.

Si comparamos I_p con I_s , encontramos que $I_s = 1.25 I_p$. Por lo tanto, para la misma salida de potencia mecánica, un motor diseñado para un factor de potencia adelantado de 80% tiene que conducir una corriente

de línea que es 25% mayor que la de uno que opera con factor de potencia unitario.

17.12 Curvas V

Suponga que un motor síncrono está operando con su carga mecánica nominal. Necesitamos examinar cómo funciona cuando la excitación es variada. Como un cambio en la excitación no afecta la velocidad, la potencia mecánica permanece fija. Ajustemos primero la excitación I_x para que el factor de potencia sea unitario, y para obtener el diagrama fasorial mostrado en la figura 17.16. Supongamos que $I_x = 100$ A y $P = 800$ kW.

Si reducimos la excitación a 70 A, el motor absorberá potencia reactiva de la línea además de la potencia activa. Supongamos que S se incrementa a $S = 1000$ kVA. Como resultado, la corriente de línea

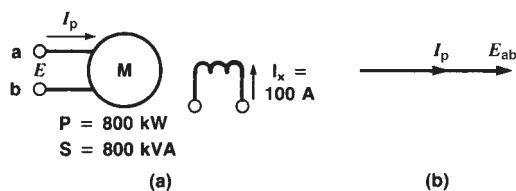


Figura 17.16

- Motor síncrono que opera con factor de potencia unitario y una carga mecánica de 800 kW. La excitación de campo es de 100 A.
- El diagrama fasorial muestra la corriente en fase con el voltaje.

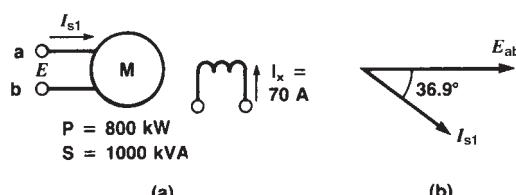


Figura 17.17

- Excitación de campo reducida a 70 A pero con la misma carga mecánica. El motor absorbe potencia reactiva de la línea.
- El diagrama fasorial muestra la corriente retrasada con respecto al voltaje.

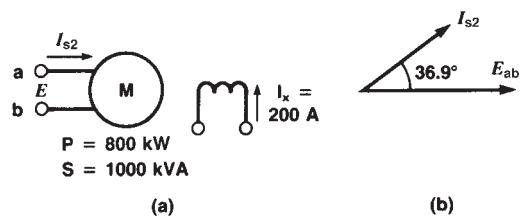


Figura 17.18

- Excitación de campo elevada a 200 A pero con la misma carga mecánica. El motor suministra potencia reactiva a la línea.
- El diagrama fasorial muestra la corriente adelantada respecto al voltaje.

se incrementará de I_p a I_{s1} (Fig. 17.17). Observe que el componente de I_{s1} en fase con E_{ab} es igual que antes porque el motor continúa desarrollando la misma potencia mecánica.

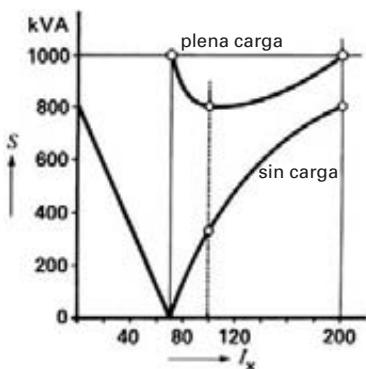
La corriente I_{s1} se retrasa con respecto a E_{ab} , por lo que el factor de potencia se retrasa. La corriente de campo I_x en el rotor es más pequeña que antes, pero la potencia aparente S absorbida por el estator es mayor.

Si incrementamos la excitación a $I_x = 200$ A, el motor suministra potencia reactiva a la línea a la que está conectado (Fig. 17.18). La potencia aparente es nuevamente mayor que en el caso de factor de potencia unitario. Se supone que $S = 1000$ kVA. La corriente de línea se vuelve I_{s2} y se adelanta a E_{ab} . Sin embargo, el componente en fase de I_{s2} sigue siendo igual a I_p porque la potencia mecánica es la misma.

Variando la excitación de esta manera, podemos graficar la potencia aparente del motor síncrono como una función de la corriente directa de excitación. Esto da una curva en forma de V (Fig. 17.19). La curva en V siempre se muestra para una carga mecánica fija. En este caso, la curva en V corresponde a plena carga. También se muestra la curva en V sin carga, para ilustrar la gran potencia reactiva que puede ser absorbida o suministrada con sólo cambiar la excitación.

Ejemplo 17-5

Un motor síncrono de 4000 hp, (3000 kW), 6600 V, 60 Hz y 200 r/min opera a plena carga con un factor de potencia adelantado de 0.8. Si la reactancia síncrona es de 11Ω , calcule lo siguiente:

**Figura 17.19**

Curvas en V sin carga y a plena carga de un motor síncrono de 1000 hp.

- La potencia aparente del motor, por fase.
- La corriente alterna de línea.
- El valor y la fase de E_o .
- Trace el diagrama fasorial.
- Determine el ángulo del par δ .

Solución

Debemos cambiar inmediatamente los valores dados para que correspondan a una fase de un motor conectado en Y.

- La potencia activa por fase es

$$P = 3000/3 = 1000 \text{ kW}$$

La potencia aparente por fase es

$$\begin{aligned} S &= P/\cos \theta = 1000/0.8 & (8.11) \\ &= 1250 \text{ kVA} \end{aligned}$$

- El voltaje de línea a neutro es

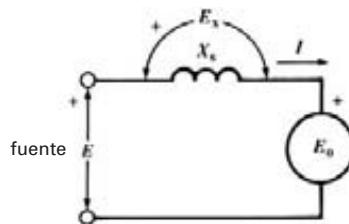
$$E = E_L/\sqrt{3} = 6600/\sqrt{3} = 3811 \text{ V}$$

La corriente de línea es

$$\begin{aligned} I &= S/E = 1250 \times 1000/3811 \\ &= 328 \text{ A} \end{aligned}$$

I se adelanta un ángulo de arco coseno de $0.8 = 36.9^\circ$.

- Para determinar el valor y la fase del voltaje de excitación E_o , trazamos el circuito equivalente de una fase (Fig. 17.20). Esto nos permitirá escribir las ecuaciones de circuito. Además, elegimos E como fasor de referencia, por lo que

**Figura 17.20**

Círculo de un motor síncrono conectado a una fuente E . Observe las marcas de polaridad (+) arbitrarias y la dirección arbitraria del flujo de corriente. Vea el ejemplo 17-5.

$$E = 3815\angle 0^\circ$$

Por lo tanto, I es

$$I = 328\angle 36.9^\circ$$

Escribiendo la ecuación para el circuito encontramos

$$-E + jIX_s + E_o = 0$$

Por lo tanto

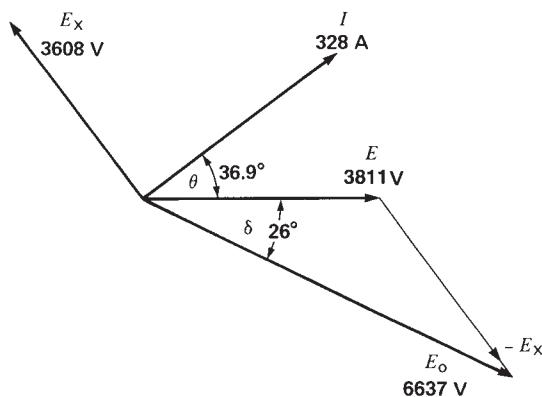
$$\begin{aligned} E_o &= E - jIX_s \\ &= 3811\angle 0^\circ - j(328\angle 36.9^\circ)11 \\ &= 3811\angle 0^\circ - 3608\angle(36.9^\circ + 90^\circ) \\ &= 3811(\cos 0^\circ + j \sin 0^\circ) - \\ &\quad ^\circ 3608(\cos 126.9^\circ + j \sin 126.9^\circ) \\ &= 3811 + 2166 - j2885 \\ &= 5977 - j2885 \\ &= 6637\angle -26^\circ \end{aligned}$$

- Por consiguiente, E_o se atrasa 26° con respecto a E y el diagrama fasorial completo se muestra en la figura 17.21.
- El ángulo del par δ es de 26° .

17.13 Frenado de motores síncronos

Debido a la inercia del rotor y su carga, un motor síncrono grande puede tardar varias horas en detenerse después de que se desconecta de la línea. Para reducir el tiempo, se utilizan los siguientes métodos de frenado:

- Mantener toda la excitación de cd con la armadura en cortocircuito.

**Figura 17.21**

Vea el ejemplo 17-5.

2. Mantener toda la excitación de cd con la armadura conectada a tres resistores externos.
3. Aplicar frenado mecánico.

En los métodos 1 y 2, el motor se desacelera porque funciona como generador y disipa su energía en los elementos resistivos del circuito. Por lo general, el frenado mecánico se aplica sólo después de que el motor funciona media velocidad o menos. Una velocidad baja evita el desgaste excesivo de las zapatillas de freno.

Ejemplo 17-6

Un motor síncrono de 1500 kW, 4600 V, 600 r/min y 60 Hz posee una reactancia síncrona de 16Ω y una resistencia de estator de 0.2Ω , por fase. El voltaje de excitación E_o es de 2400 V y el par o momento de inercia del motor y su carga es de $275 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$. Queremos frenar el motor poniendo en cortocircuito la armadura pero manteniendo fija la corriente directa en el rotor.

Calcule

- a. La potencia disipada en la armadura a 600 r/min.
- b. La potencia disipada en la armadura a 150 r/min.
- c. La energía cinética a 600 r/min.
- d. La energía cinética a 150 r/min.

- e. El tiempo requerido para que la velocidad disminuya de 600 a 150 r/min.

Solución

- a. En la figura 17.22a el motor acaba de ser desconectado de la línea y ahora está operando como generador en cortocircuito. La velocidad sigue siendo de 600 r/min y la frecuencia es de 60 Hz.

Por lo tanto, la impedancia por fase es

$$\begin{aligned} Z &= \sqrt{R^2 + X_L^2} \\ &= \sqrt{0.2^2 + 16^2} \\ &= 16 \Omega \end{aligned} \quad (2.12)$$

La corriente por fase es

$$\begin{aligned} I &= E_o/Z = 2400/16 \\ &= 150 \text{ A} \end{aligned}$$

La potencia disipada en las tres fases a 600 r/min es

$$\begin{aligned} P &= 3I^2R = 3 \times 150^2 \times 0.2 \\ &= 13.5 \text{ kW} \end{aligned}$$

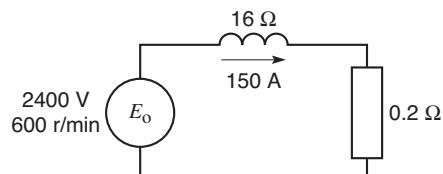
- b. Como la corriente de excitación es fija, el voltaje inducido E_o es proporcional a la velocidad. Por consiguiente, cuando la velocidad se reduce a 150 r/min,

$$E_o = 2400 \times (150/600) = 600 \text{ V}$$

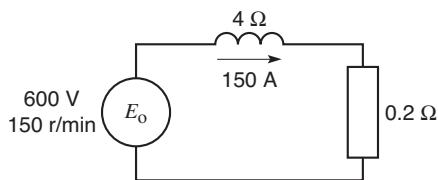
La frecuencia también es proporcional a la velocidad, por lo que

$$f = 60 \times (15/60) = 15 \text{ Hz}$$

La reactancia síncrona es proporcional a la frecuencia, por consiguiente.

**Figura 17.22a**

Motor que gira a 600 r/min (ejemplo 17-6).

**Figura 17.22b**

Motor que gira a 150 r/min (ejemplo 17-6).

$$X_s = 16 \times (15/60) = 4 \Omega$$

De acuerdo con la figura 17.22b, la nueva impedancia por fase a 150 r/min es

$$Z = \sqrt{0.2^2 + 4^2} = 4 \Omega$$

La fase de la corriente es

$$I = E_o/Z = 600/4 = 150 \text{ A}$$

Por lo tanto, la corriente de cortocircuito no cambia a medida que el motor se desacelera de 600 a 150 r/min. En consecuencia, la potencia disipada en las 3 fases es igual que antes:

$$P = 13.5 \text{ kW}$$

c. La energía cinética a 600 r/min es

$$\begin{aligned} E_{k1} &= 5.48 \times 10^{-3} Jn^2 \\ &= 5.48 \times 10^{-3} \times 275 \times 600^2 \\ &= 542.5 \text{ kJ} \end{aligned} \quad (3.8)$$

d. La energía cinética a 150 r/min es

$$\begin{aligned} E_{k2} &= 5.48 \times 10^{-3} \times 275 \times 150^2 \\ &= 33.9 \text{ kJ} \end{aligned}$$

e. La pérdida de energía cinética al desacelerar de 600 a 150 r/min es

$$\begin{aligned} W &= E_{k1} - E_{k2} \\ &= 542.5 - 33.9 \\ &= 508.6 \text{ kJ} \end{aligned}$$

Esta energía se pierde como calor en la resistencia de la armadura. El tiempo para que la velocidad disminuya de 600 a 150 r/min está dado por

$$P = W/t \quad (3.4)$$

$$13.5 = 508.6/t$$

$$\text{de ahí que } t = 37.7 \text{ s}$$

Observe que el motor se detendría mucho más rápido si se conectaran resistores externos a través de las terminales del estator.

17.14 El motor síncrono en comparación con el motor de inducción

Ya vimos que los motores de inducción tienen propiedades excelentes para velocidades superiores a 600 r/min. Pero a bajas velocidades se tornan pesados y costosos, además de que su eficiencia y factores de potencia son relativamente bajos.

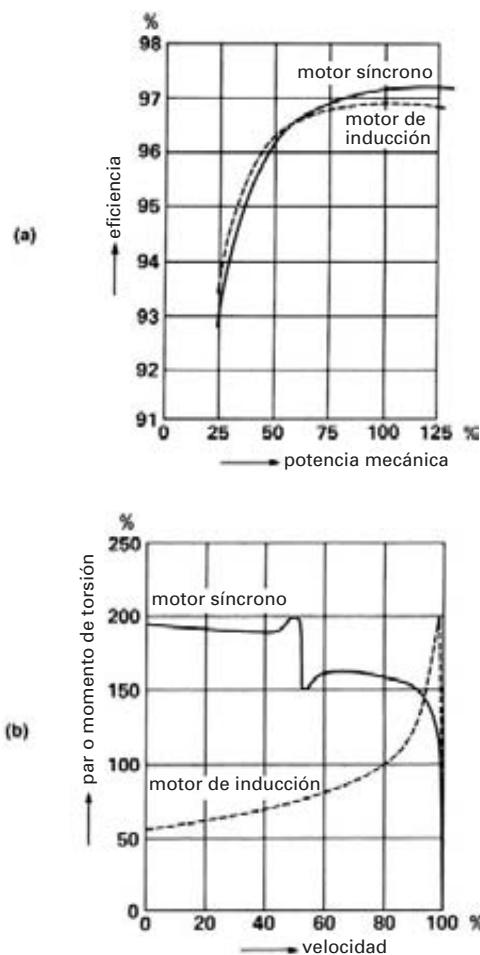
Los motores síncronos son particularmente atractivos como impulsores de baja velocidad porque el factor de potencia siempre se puede ajustar a 1.0 y la eficiencia es alta. Aunque su construcción es más compleja, con frecuencia su peso y costo son menores que los de los motores de inducción de igual potencia y velocidad. Esto es particularmente cierto para velocidades inferiores a 300 r/min.

Un motor síncrono puede mejorar el factor de potencia de una planta al mismo tiempo que soporta su carga nominal. Además, se puede hacer que su par o momento de torsión de arranque sea considerablemente más grande que el de un motor de inducción. La razón es que la resistencia del devanado de jaula de ardilla puede ser alta sin que se afecte la velocidad o la eficiencia a velocidad síncrona. En la figura 17.23 se comparan las propiedades de un motor de inducción de jaula de ardilla y un motor síncrono que tiene la misma capacidad nominal. La principal diferencia radica en el par o momento de torsión de arranque.

Los convertidores electrónicos de alta potencia que generan frecuencias muy bajas nos permiten poner a funcionar motores síncronos a velocidades ultrabajas. Por lo tanto, los enormes motores en el rango de los 10 MW impulsan trituradoras, hornos de secado rotatorios y molinos de bolas de velocidad variable.

17.15 Capacitor síncrono

Un capacitor síncrono es en esencia un motor síncrono que funciona sin carga. Su único propósito es absorber o suministrar potencia reactiva en un sistema trifásico para estabilizar el voltaje (vea el capítulo 25). La máquina actúa como un enorme capacitor (o induc-

**Figura 17.23**

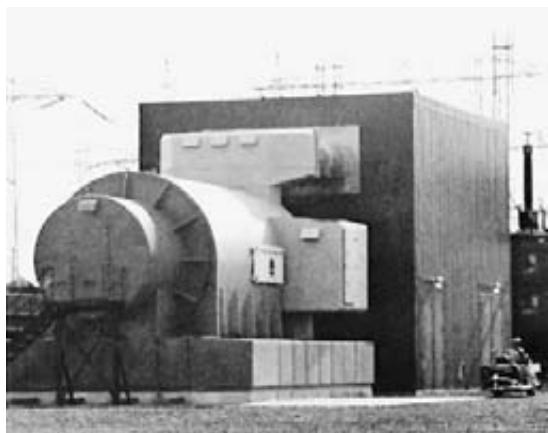
Comparación entre la eficiencia (a) y el par o momento de torsión (b) de un motor de inducción de jaula de ardilla y un motor síncrono, ambos de 4000 hp, 1800 r/min, 6.9 kV y 60 Hz.

tor) trifásico cuya potencia reactiva se puede variar cambiando la excitación de cd.

La mayoría de los capacitores síncronos tienen capacidades que van de 20 a 200 Mvar y muchos son enfriados por hidrógeno (Fig. 17.24). Son arrancados como los motores síncronos. Sin embargo, si el sistema no puede suministrar la potencia de arranque requerida, se utiliza un motor pony (pequeño) para acelerarlos a la velocidad síncrona. Por ejem-

**Figura 17.24a**

Capacitor síncrono trifásico de 16 kV y 900 r/min, con una capacidad de -200 Mvar (suministra potencia reactiva) a +300 Mvar (absorbe potencia reactiva). Se utiliza para regular el voltaje de una línea de transmisión de 735 kV. Otras características: masa del rotor: 143 t; diámetro del rotor: 2670 mm; longitud axial del hierro del estator: 3200 mm; longitud del entrehierro: 39.7 mm.

**Figura 17.24b**

Capacitor síncrono encerrado en su caja de acero que contiene hidrógeno a presión (300 kPa, o aproximadamente 44 lbf/pulg²). (Cortesía de Hydro-Québec)

plo, en una instalación, un capacitor síncrono de 160 Mvar es arrancado y acelerado por medio de un motor de rotor devanado de 1270 kW.

Ejemplo 17-7

La capacidad de un capacitor síncrono es de 160 Mvar, 16 kV, 1200 r/min y 60 Hz. Tiene una reactancia síncrona de 0.8 pu y está conectado a una línea de 16 kV. Calcule el valor de E_o para que la máquina

- Absorba 160 Mvar.
- Suministre 120 Mvar.

Solución

- La impedancia nominal de la máquina es

$$\begin{aligned} Z_n &= E_n^2/S_n \quad (16.3) \\ &= 16000^2/(160 \times 10^6) \\ &= 1.6 \Omega \end{aligned}$$

La reactancia síncrona por fase es

$$\begin{aligned} X_s &= X_S(\text{pu}) Z_n = 0.8 \times 1.6 \\ &= 1.28 \Omega \end{aligned}$$

La corriente de línea con una carga reactiva de 160 Mvar es

$$\begin{aligned} I_n &= S_n/(\sqrt{3} E_n) \\ &= (160 \times 10^6)/(1.73 \times 16000) \\ &= 5780 \text{ A} \end{aligned}$$

La caída a través de la reactancia síncrona es

$$\begin{aligned} E_x &= IX_s = 5780 \times 1.28 \\ &= 7400 \text{ V} \end{aligned}$$

El voltaje de línea a neutro es

$$\begin{aligned} E &= E_L/\sqrt{3} = 16000/1.73 \\ &= 9250 \text{ V} \end{aligned}$$

Seleccionando E como fasor de referencia tenemos

$$E = 9250\angle 0^\circ$$

La corriente se retrasa 90° con respecto a E porque la máquina está absorbiendo potencia reactiva; por consiguiente,

$$I = 5780\angle -90^\circ$$

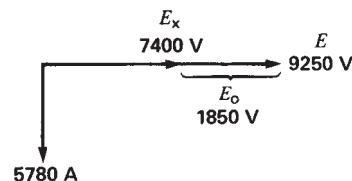
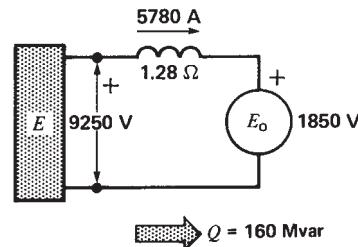


Figura 17.25a

El capacitor síncrono subexcitado absorbe potencia reactiva (ejemplo 17-7).

De acuerdo con la figura 17.25a, podemos escribir

$$-E + jIX_s + E_o = 0$$

por lo que

$$\begin{aligned} E_o &= E - jIX_s \\ &= 9250\angle 0^\circ - 5780 \times 1.28\angle (90^\circ - 90^\circ) \\ &= 1850\angle 0^\circ \end{aligned}$$

Observe que el voltaje de excitación (1850 V) es mucho menor que el de línea (9250 V).

- La corriente de carga cuando la máquina está suministrando 120 Mvar es

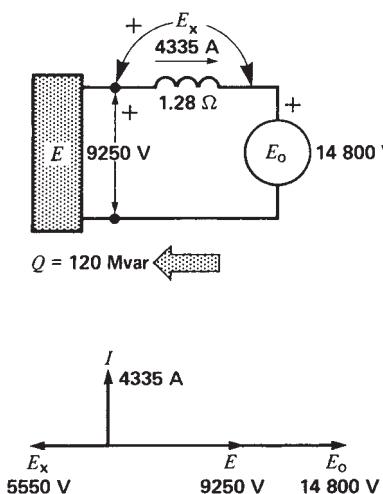
$$\begin{aligned} I_n &= Q/(\sqrt{3} E_n) \\ &= (120 \times 10^6)/(1.73 \times 16000) \\ &= 4335 \text{ A} \end{aligned}$$

Esta vez I va 90° delante de E , por lo que

$$I = 4335\angle 90^\circ$$

De acuerdo con la figura 17.25b, podemos escribir

$$\begin{aligned} E_o &= E - jIX_s \\ &= 9250\angle 0^\circ - 4335 \times 1.28\angle 180^\circ \\ &= (9250 + 5550)\angle 0^\circ \\ &= 14800\angle 0^\circ \end{aligned}$$

**Figura 17.25b**

El capacitor síncrono sobreexcitado suministra potencia reactiva (ejemplo 17-7).

El voltaje de excitación (14 800 V) ahora es mucho mayor que el voltaje de línea (9250 V).

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 17-1 Compare la construcción de un generador síncrono, un motor síncrono y un motor de inducción de jaula de ardilla.
- 17-2 Explique cómo se arranca un motor síncrono. ¿Cuándo se debe aplicar la excitación de cd?
- 17-3 ¿Por qué la velocidad de un motor síncrono permanece constante incluso con carga variable?
- 17-4 Nombre algunas de las ventajas de un motor síncrono comparado con un motor de inducción de jaula de ardilla.
- 17-5 ¿Qué es un *capacitor síncrono* y para qué se utiliza?
- 17-6 **a.** ¿Qué es un *motor síncrono subexcitado*? **b.** Si sobreexcitamos un motor síncrono, ¿se incrementa su salida de potencia mecánica?

- 17-7 Un motor síncrono absorbe 2000 kVA con un factor de potencia de 90% adelantado. Calcule la potencia aproximada desarrollada por el motor [hp] sabiendo que su eficiencia es de 95%.

- 17-8 Un motor síncrono que impulsa una bomba opera con un factor de potencia de 100%. ¿Qué pasa si se incrementa la excitación de cd?

- 17-9 Un motor síncrono trifásico de 225 r/min conectado a una línea de 4 kV y 60 Hz absorbe una corriente de 320 A y 2000 kW.

Calcule

- a. La potencia aparente suministrada al motor.
- b. El factor de potencia.
- c. La potencia reactiva absorbida.
- d. El número de polos en el rotor.
- 17-10 Un motor síncrono absorbe 150 A de una línea trifásica. Si la corriente de excitación se eleva, la corriente se reduce a 140 A. ¿El motor fue sobre o subexcitado antes de que cambiara la excitación?

Nivel intermedio

- 17-11 **a.** Calcule la corriente aproximada a plena carga del motor de 3000 hp de la figura 17.1, si su eficiencia es de 97%.
- b.** ¿Cuál es el valor de la resistencia de campo?
- 17-12 De acuerdo con la figura 17.2, ¿a qué velocidad debe girar el rotor para generar las frecuencias indicadas?
- 17-13 Un motor síncrono trifásico de 800 hp, 2.4 kV y 60 Hz opera con un factor de potencia unitario. El voltaje de línea disminuye repentinamente a 1.8 kV, pero la corriente de excitación no cambia. Explique cómo se ven afectadas las cantidades siguientes:
 - a. La velocidad del motor y la salida de potencia mecánica.
 - b. El ángulo del par δ .
 - c. La posición de los polos del rotor.
 - d. El factor de potencia.
 - e. La corriente del estator.

- 17-14 Un motor síncrono tiene los siguientes parámetros, por fase (Fig. 17.7a):

$$E = 2.4 \text{ kV}; E_o = 3 \text{ kV}$$

$$X_s = 2 \Omega$$

$$I = 900 \text{ A}$$

Trace el diagrama fasorial y determine:

- a. El ángulo del par δ .
 - b. La potencia activa, por fase.
 - c. El factor de potencia del motor.
 - d. La potencia reactiva absorbida (o suministrada), por fase.
- 17-15 a. En el problema 17-14, calcule la corriente de línea y el nuevo ángulo de par δ si la carga mecánica se elimina de repente.
- b. Calcule la nueva potencia reactiva absorbida (o suministrada) por el motor, por fase.
- 17-16 Un motor síncrono de 500 hp impulsa un compresor y su excitación se ajusta de modo que el factor de potencia sea unitario. Si se incrementa la excitación sin hacer otro cambio, ¿cuál es el efecto en:

- a. La potencia activa absorbida por el motor?
- b. La corriente de línea?
- c. La potencia reactiva absorbida (o suministrada) por el motor?
- d. El ángulo del par?

Nivel avanzado

- 17-17 El motor de 4000 hp y 6.9 kV mostrado en la figura 17.4 posee una reactancia síncrona de 10Ω por fase. El estator está conectado en Y, y el motor opera a plena carga (4000 hp) con un factor de potencia adelantado de 0.89. Si la eficiencia es de 97%, calcule lo siguiente:
- a. La potencia aparente.
 - b. La corriente de línea.
 - c. El valor de E_o por fase.
 - d. El desplazamiento mecánico de los polos con respecto a su posición sin carga.
 - e. La potencia reactiva total suministrada al sistema eléctrico.

- f. La potencia máxima aproximada que el motor puede desarrollar, sin desincronizarse [hp].

- 17-18 En el problema 17-17, queremos ajustar el factor de potencia a la unidad.

Calcule

- a. El voltaje de excitación E_o requerido, por fase.
- b. El nuevo ángulo del momento de torsión.

- 17-19 Un motor síncrono trifásico con factor de potencia unitario, de 400 hp, 2300 V, 450 r/min, 80 A y 60 Hz, impulsa un compresor. El estator tiene una reactancia síncrona de 0.88 pu y la excitación E_o se ajusta a 1.2 pu.

Calcule

- a. El valor de X_s y E_o , por fase.
- b. El par o momento de torsión crítico [pie·lbf].
- c. La corriente de línea cuando el motor está a punto de salirse de sincronismo.

- 17-20 El capacitor síncrono de la figura 17.24 posee una reactancia síncrona de 0.6Ω por fase. La resistencia por fase es de 0.007Ω . Si la máquina funciona por inercia hasta detenerse, lo hará durante aproximadamente 3 h. Para acortar el tiempo de detención, el estator se conecta a tres grandes resistores de frenado de 0.6Ω conectados en Y. La excitación de cd se mantiene a 250 A para que el voltaje inicial a través de los resistores sea un décimo de su valor nominal, o de 1600 V, a 900 r/min.

Calcule

- a. La potencia de frenado total y el par o momento de torsión de frenado a 900 r/min.
- b. La potencia de frenado y el momento de torsión de frenado a 450 r/min.
- c. El momento de torsión de frenado promedio entre 900 y 450 r/min.
- d. El tiempo para que la velocidad disminuya de 900 a 450 r/min, sabiendo que el momento de inercia del rotor es de $1.7 \times 10^6 \text{ lb}\cdot\text{pie}^2$.

Aplicación industrial

- 17-21 Un motor síncrono trifásico de 500 hp, 2200 V y con factor de potencia unitario tiene una corriente nominal de 103 A. Puede suministrar su salida nominal siempre y cuando la temperatura del aire de entrada sea de 40 °C o menos. El fabricante afirma que la salida del motor se debe disminuir 1 por ciento por cada grado Celsius por encima de 40 °C. Si la temperatura del aire de entrada es de 46 °C, calcule la corriente del motor máxima permisible.
- 17-22 Un motor síncrono trifásico de 8800 kW, 6.0 kV, 1500 r/min, 50 Hz y un factor de potencia de 0.9, fabricado por Siemens, tiene las siguientes propiedades:
1. Corriente nominal: 962 A.
 2. Par o momento de torsión nominal: 56.0 kN·m.
 3. Momento de torsión crítico: 1.45 pu.
 4. Corriente con el rotor bloqueado: 4.9 pu.
 5. Voltaje de excitación: 160 V.
 6. Corriente de excitación: 387 A.
 7. Eficiencia a plena carga, excluidas las pérdidas en el sistema de excitación: 97.8%.
 8. Momento de inercia del rotor: 520 kg·m².
 9. Aumento de la temperatura del agua de enfriamiento: de 25 °C a 32 °C.

10. Flujo del agua de enfriamiento: 465 L/min.
 11. Momento de inercia externo máximo permisible: 1370 kg·m².
 12. Masa del rotor: 6.10 t (t = tonelada métrica).
 13. Masa del estator: 7.50 t.
 14. Masa de la cubierta del motor: 3.97 t.
- Con la información anterior, calcule lo siguiente:
- a. La masa total del motor incluida su cubierta, en toneladas métricas.
 - b. El gasto de agua de enfriamiento en galones (U.S.) por minuto.
 - c. El momento de inercia total máximo (en lb·pie²), con el que el motor puede entrar en sincronismo.
 - d. Las pérdidas totales del motor a plena carga.
 - e. La eficiencia total del motor a plena carga.
 - f. La potencia reactiva suministrada por el motor a plena carga.
 - g. Si las pérdidas en el hierro son iguales a las pérdidas en el cobre del estator, calcule la resistencia aproximada entre dos terminales del estator.
 - h. Calcule la resistencia del circuito de campo.

CAPÍTULO 18

Motores monofásicos

18.0 Introducción

Los motores monofásicos son los motores eléctricos más conocidos porque se utilizan en aparatos domésticos y herramientas portátiles. En general se emplean cuando no se dispone de potencia trifásica.

Existen muchos tipos de motores monofásicos en el mercado, cada uno diseñado para satisfacer una aplicación específica. Sin embargo, limitaremos nuestro estudio al motor de inducción de fase dividida ampliamente utilizado.

18.1 Construcción de un motor de inducción monofásico

Los motores de inducción monofásicos son muy similares a los de inducción trifásicos. Se componen de un rotor de jaula de ardilla (idéntico al de un motor trifásico) y un estator (Fig. 18.1). El estator tiene un *devanado principal*, el cual crea un juego de polos N, S. También tiene un *devanado auxiliar* más pequeño que sólo opera durante el breve periodo en que arranca el motor. El devanado auxiliar tiene el mismo número de polos que el devanado principal.

La figura 18.2 muestra los pasos progresivos para devanar un estator de 36 ranuras y 4 polos. Comenzando con el estator de hierro laminado, en las ranuras se insertan primero aislantes de papel llamados *forros de*

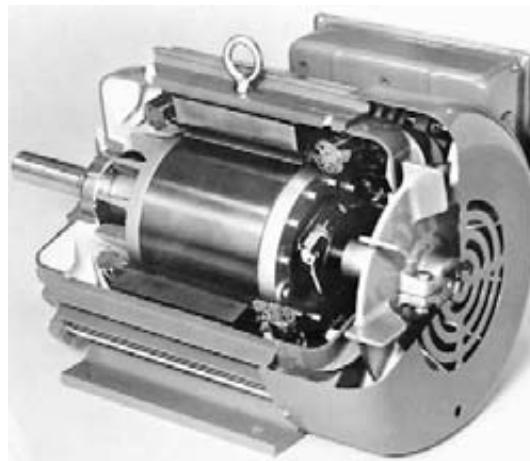
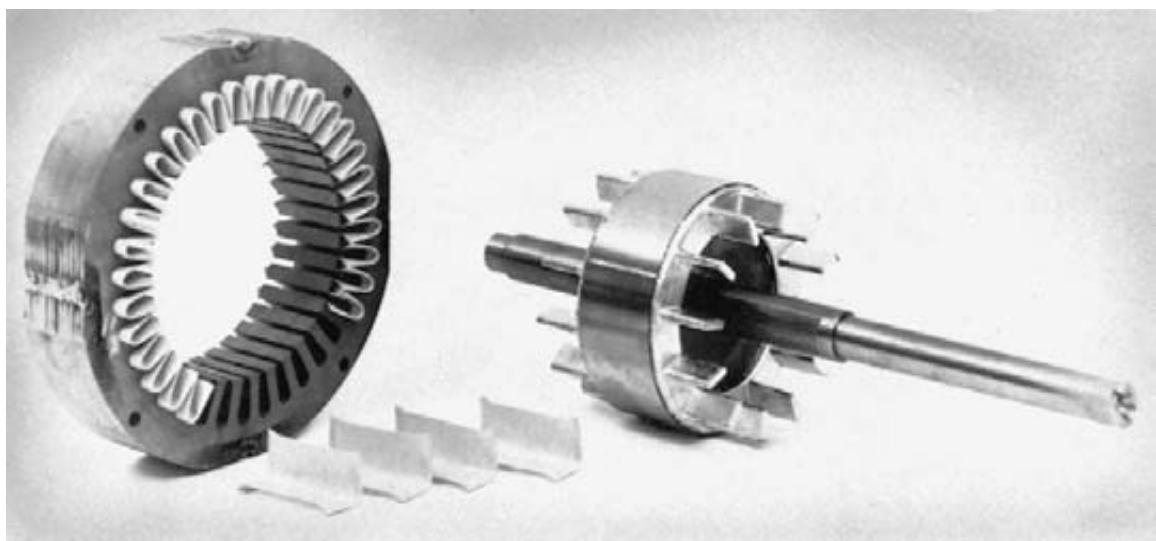


Figura 18.1
Vista de corte de un motor monofásico de arranque con capacitor de 5 hp, 1725 r/min y 60 Hz.
(Cortesía de Gould)

**Figura 18.2a**

Estator laminado desnudo de un motor monofásico de 1/4 hp (187 W). Las 36 ranuras están aisladas con un forro de papel. El rotor de jaula de ardilla es idéntico al de un motor trifásico.

**Figura 18.2b**

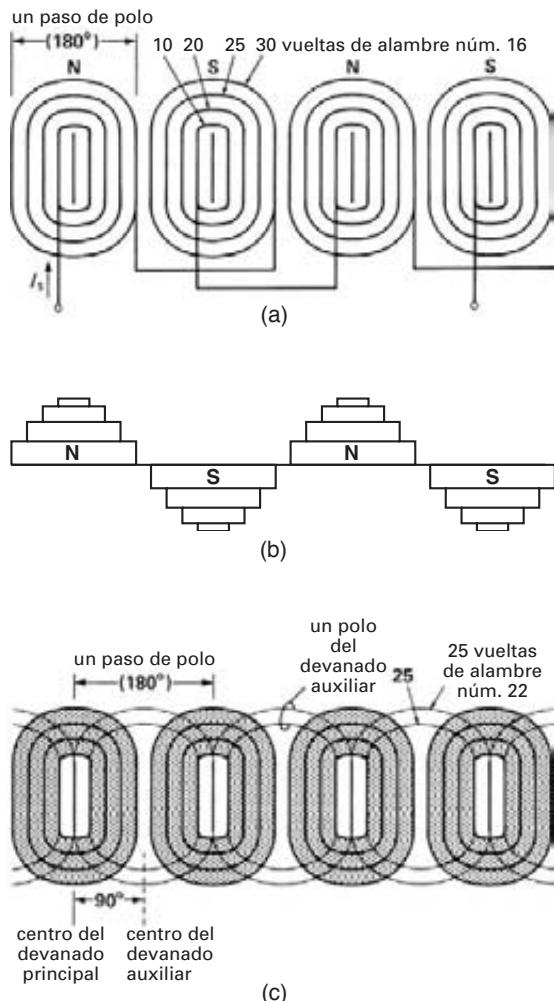
Cuatro polos del devanado principal están insertados en las ranuras.

**Figura 18.2c**

Cuatro polos del devanado auxiliar están montados sobre el devanado principal.
(Cortesía de Lab-Volt)

ranura. Luego el devanado principal se coloca en las ranuras (Figs. 18.2a y 18.2b). A continuación se inserta el devanado auxiliar de modo que sus polos queden montados sobre los del devanado principal (Fig. 18.2c). La razón para este arreglo se explicará en breve.

Cada polo del devanado principal consta de un grupo de cuatro bobinas concéntricas, conectadas en serie (Fig. 18.3a). Los polos adyacentes se conectan de modo que produzcan polaridades N, S alternas. La ranura vacía en el centro de cada polo (mostrada co-

**Figura 18.3**

- Vista plana del devanado principal de un motor de 36 ranuras y 4 polos, que muestra el número de vueltas por bobina.
- Fmm producidas por el devanado principal.
- Posición del devanado auxiliar con respecto al devanado principal.

mo una línea punteada vertical) y las ranuras parcialmente llenas a ambos lados de ella se utilizan para alojar el devanado auxiliar. Éste tiene sólo dos bobinas concéntricas por polo (Fig. 18.3c).

La figura 18.4 muestra un estator de 2 polos; el gran devanado principal y el devanado auxiliar más pequeño están desplazados a ángulos rectos entre sí.

**Figura 18.4**

Devanados principal y auxiliar de un motor monofásico de 2 polos. El contacto estacionario en serie con el devanado auxiliar se abre cuando el interruptor centrífugo, montado en el eje, alcanza 75 por ciento de la velocidad síncrona.

18.2 Velocidad síncrona

Como en el caso de motores trifásicos, la velocidad síncrona de todos los motores de inducción monofásicos está dada por la ecuación

$$n_s = \frac{120f}{p} \quad (17.1)$$

donde

n_s = velocidad síncrona [r/min]

f = frecuencia de la fuente [Hz]

p = número de polos

El rotor gira a una velocidad un poco menor que la síncrona, y el deslizamiento a plena carga es por lo general de 3 a 5 por ciento para motores de caballos de fuerza fraccionarios.

Ejemplo 18-1

Calcule la velocidad del motor monofásico de 4 polos mostrado en la figura 18.1 si el deslizamiento a plena carga es de 3.4 por ciento. La frecuencia de línea es de 60 Hz.

Solución

El motor tiene 4 polos, por consiguiente,

$$\begin{aligned}n_s &= 120f/p = (120 \times 60)/4 \\&= 1800 \text{ r/min}\end{aligned}$$

La velocidad n está dada por

$$\begin{aligned}s &= (n_s - n)/n_s \quad (17.2) \\0.034 &= (1800 - n)/1800 \\n &= 1739 \text{ r/min}\end{aligned}$$

18.3 Característica de par o momento de torsión-velocidad

La figura 18.5 es un diagrama esquemático del rotor y devanado principal de un motor de inducción monofásico de 2 polos. Suponga que el rotor está bloqueado. Si

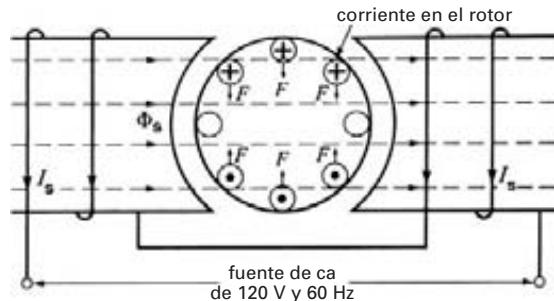


Figura 18.5

Corrientes en las barras del rotor cuando el rotor está bloqueado. Las fuerzas resultantes se cancelan entre sí y no se produce momento de torsión.

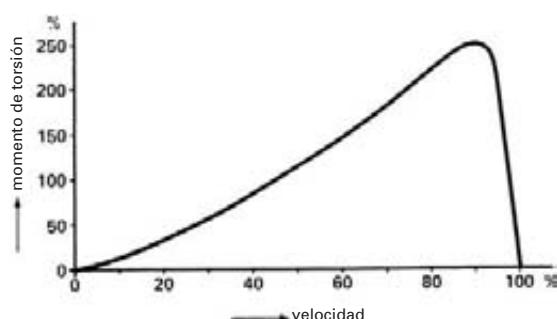


Figura 18.6

Curva típica de momento de torsión-velocidad de un motor monofásico.

se aplica un voltaje de ca al estator, la corriente resultante I_s produce un flujo de ca Φ_s . El flujo pulsa de ida y vuelta, pero a diferencia del flujo en un estator trifásico, no se produce campo rotatorio. El flujo induce un voltaje de ca en el rotor estacionario, el que, a su vez, crea grandes corrientes alternas en el rotor. De hecho, el rotor se comporta como el secundario en cortocircuito de un transformador; por consiguiente, el motor no tiene de arrancar por sí mismo (vea la figura 18.6).

Sin embargo, si hacemos girar el rotor en una dirección o la otra, continuará girando en la dirección de la rotación. En realidad, el rotor se acelera con rapidez hasta que alcanza una velocidad un poco menor que la velocidad síncrona. La aceleración indica que el motor desarrolla un par o momento de torsión positivo en cuanto comienza a girar. La figura 18.6 muestra la curva momento de torsión-velocidad típica cuando el devanado principal es excitado. Aunque el momento de torsión de arranque es cero, el motor desarrolla un poderoso par o momento de torsión a medida que se aproxima a la velocidad síncrona.

18.4 Principio de operación

El principio de operación de un motor de inducción monofásico es bastante complejo y puede ser explicado mediante la **teoría del campo cruzado**.*

En cuanto el rotor comienza a girar, se induce una *fem de velocidad* E en los conductores del rotor cuando atraviesan el flujo Φ_s del estator (Fig. 18.7).

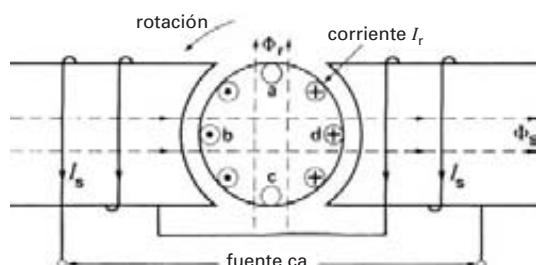
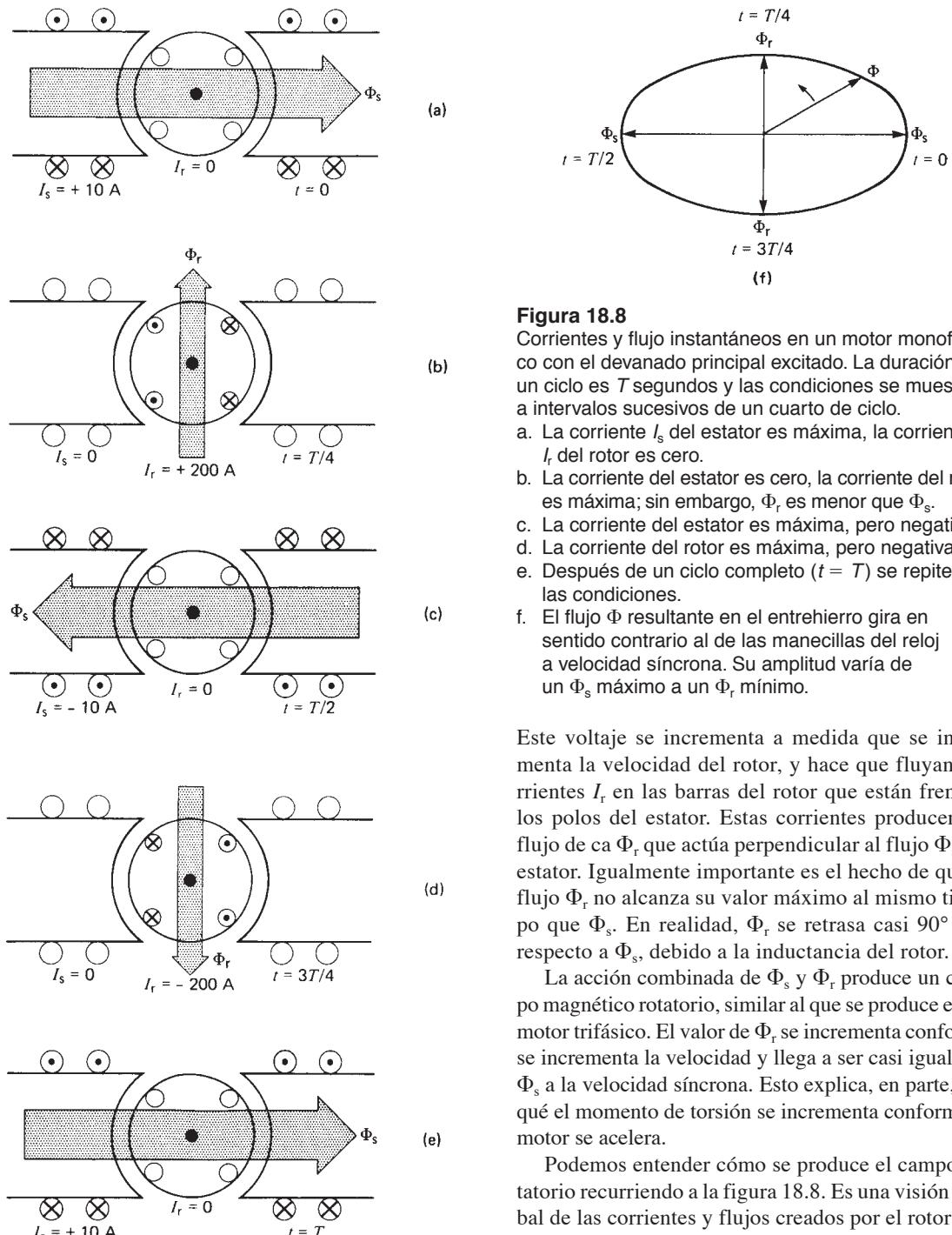


Figura 18.7

Corrientes inducidas en las barras del rotor debido a la rotación. Producen un flujo Φ_r que actúa perpendicular al flujo Φ_s del estator.

* También se utiliza la teoría del doble campo rotatorio (estudiada en la sección 18.18) para explicar el comportamiento del motor monofásico.

**Figura 18.8**

Corrientes y flujo instantáneos en un motor monofásico con el devanado principal excitado. La duración de un ciclo es T segundos y las condiciones se muestran a intervalos sucesivos de un cuarto de ciclo.

- La corriente I_s del estator es máxima, la corriente I_r del rotor es cero.
- La corriente del estator es cero, la corriente del rotor es máxima; sin embargo, Φ_r es menor que Φ_s .
- La corriente del estator es máxima, pero negativa.
- La corriente del rotor es máxima, pero negativa.
- Después de un ciclo completo ($t = T$) se repiten las condiciones.
- El flujo Φ resultante en el entrehierro gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj a velocidad síncrona. Su amplitud varía de un Φ_s máximo a un Φ_r mínimo.

Este voltaje se incrementa a medida que se incrementa la velocidad del rotor, y hace que fluyan corrientes I_r en las barras del rotor que están frente a los polos del estator. Estas corrientes producen un flujo de ca Φ_r que actúa perpendicular al flujo Φ_s del estator. Igualmente importante es el hecho de que el flujo Φ_r no alcanza su valor máximo al mismo tiempo que Φ_s . En realidad, Φ_r se retrasa casi 90° con respecto a Φ_s , debido a la inductancia del rotor.

La acción combinada de Φ_s y Φ_r produce un campo magnético rotatorio, similar al que se produce en un motor trifásico. El valor de Φ_r se incrementa conforme se incrementa la velocidad y llega a ser casi igual que Φ_s a la velocidad síncrona. Esto explica, en parte, por qué el momento de torsión se incrementa conforme el motor se acelera.

Podemos entender cómo se produce el campo rotatorio recurriendo a la figura 18.8. Es una visión global de las corrientes y fluxos creados por el rotor y el estator, respectivamente, a intervalos de tiempo sucesivos. Se supone que el motor está funcionando muy por debajo de la velocidad síncrona, por lo que Φ_r

es mucho menor que Φ_s . Observando el flujo en las imágenes sucesivas de la figura 18.8, es obvio que la combinación de Φ_s y Φ_r produce un campo rotatorio. Además, el flujo es intenso horizontalmente y más o menos débil verticalmente. Por lo tanto, la intensidad del campo a baja velocidad sigue el patrón elíptico mostrado en la figura 18.8f. El flujo gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj en la misma dirección que el rotor. Además gira a velocidad síncrona, independientemente de la velocidad real del rotor. A medida que el motor se aproxima a la velocidad síncrona, Φ_r llega a ser casi igual que Φ_s y se produce un campo rotatorio casi perfecto.

18.5 Par con el rotor bloqueado

Para producir un par o momento de torsión de arranque en un motor monofásico, debemos crear de algún modo un campo rotatorio. Esto se hace añadiendo un devanado auxiliar, como se muestra en la figura 18.9. Cuando los devanados principal y auxiliar están conectados a una fuente de ca, el devanado principal produce un flujo Φ_s , mientras que el devanado auxiliar produce un flujo Φ_a . Si los dos flujos están fuera de fase, de modo que Φ_a se atrasa o se adelanta a Φ_s , se establece un campo rotatorio. El campo rotatorio bifásico se crea de manera similar al campo rotatorio de un motor trifásico (vea la sección 13.3).

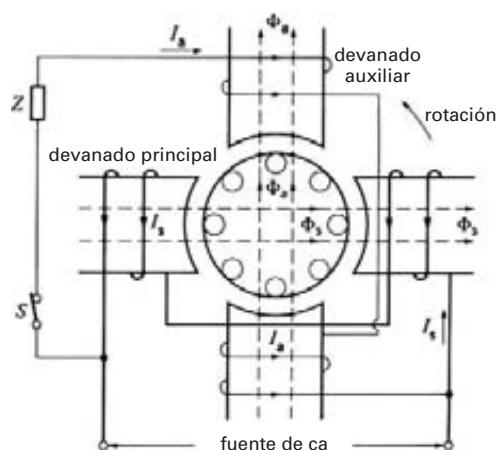


Figura 18.9

Corrientes y flujos en reposo cuando los devanados principal y auxiliar son energizados. Se produce un campo rotatorio elíptico.

El lector verá de inmediato que el devanado auxiliar produce un fuerte flujo Φ_a durante el periodo de aceleración cuando el flujo Φ_r del rotor (antes mencionado) es débil. Por consiguiente, Φ_a fortalece a Φ_r , con lo cual se produce un poderoso momento de torsión tanto en reposo como a bajas velocidades. El momento de torsión con el rotor bloqueado está dado por

$$T = kI_a I_s \operatorname{sen} \alpha \quad (18.1)$$

donde

T = par o momento de torsión con el rotor bloqueado [N·m]

I_a = corriente con el rotor bloqueado en el devanado auxiliar [A]

I_s = corriente con el rotor bloqueado en el devanado principal [A]

α = ángulo de fase entre I_s e I_a [°]

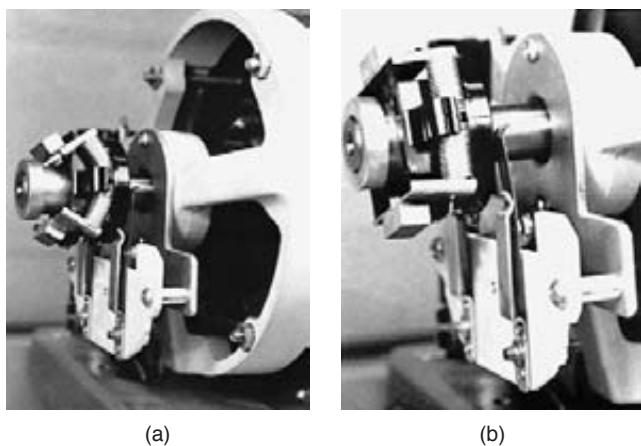
k = una constante, según el diseño del motor

Para obtener el desplazamiento de fase deseado entre I_s e I_a (y por ende entre Φ_s y Φ_a), agregamos una impedancia en serie con el devanado auxiliar. La impedancia puede ser resistiva, inductiva o capacitativa, según el momento de torsión de arranque deseado. La elección de la impedancia da lugar a varios tipos de motores de fase dividida. En muchos casos la impedancia deseada se incorpora al devanado auxiliar mismo, como se explica a continuación.

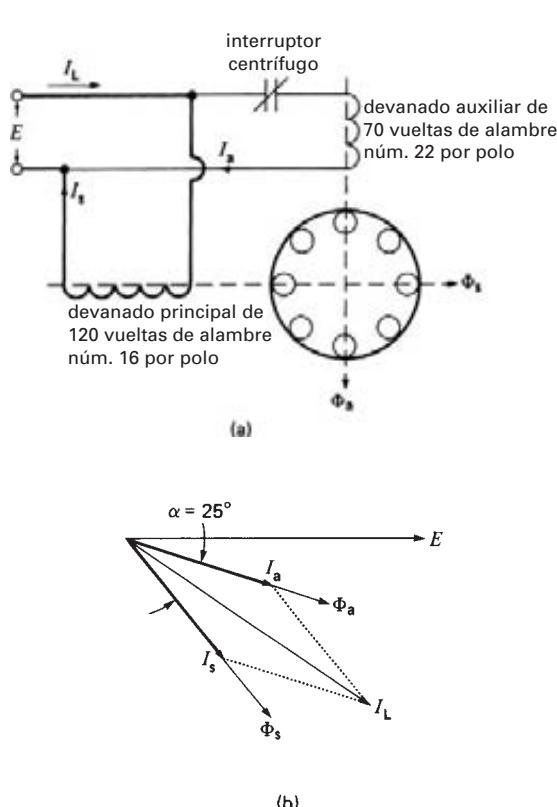
También se conecta un interruptor especial en serie al devanado auxiliar. Este interruptor desconecta el devanado cuando el motor alcanza aproximadamente 75 por ciento de la velocidad síncrona. Para este propósito, a menudo se utiliza un interruptor centrífugo sensible a la velocidad montado en el eje (Fig. 18.10).

18.6 Resistencia de un motor de fase dividida

El devanado principal de un motor monofásico siempre se hace de alambre relativamente grueso, para reducir las pérdidas I^2R (Fig. 18.11a). El devanado también tiene un número relativamente grande de vueltas. Por lo tanto, en condiciones de rotor bloqueado, la reactancia inductiva es alta y la resistencia es baja. Así, la corriente I_s con el rotor bloqueado se retrasa considerablemente con respecto al voltaje E aplicado (Fig. 18.11b).

**Figura 18.10**

- Interruptor centrífugo en la posición cerrada o detenida. El contacto estacionario está cerrado.
- Interruptor centrífugo en la posición abierta o de funcionamiento. Debido a la fuerza centrífuga, los contrapesos rectangulares oscilan hacia fuera contra la tensión restrictiva de los resortes. Esto provoca que el collar de plástico se mueva a la izquierda a lo largo del eje, abriendo así el contacto en serie con el devanado auxiliar.

**Figura 18.11**

- Motor de fase dividida por resistencia (1/4 hp, 115 V, 1725 r/min y 60 Hz) en reposo.
- Diagrama fasorial correspondiente. La corriente en el devanado auxiliar se adelanta 25° a la corriente en el devanado principal.

En un *motor de fase dividida por resistencia* (o simplemente motor de fase dividida), el devanado auxiliar tiene un número relativamente pequeño de vueltas de alambre fino. Su resistencia es mayor y su reactancia es menor que las del devanado principal, por lo que la corriente I_a con el rotor bloqueado está casi en fase con E . El ángulo de fase α resultante entre I_a e I_s produce el momento de torsión de arranque.

La corriente de línea I_L es igual a la suma fasorial de I_s e I_a . Durante el arranque, por lo general es 6 a 7 veces la corriente nominal del motor.

Debido al fino alambre utilizado en el devanado auxiliar, la densidad de corriente es alta y el devanado se calienta muy rápido. Si el periodo de arranque dura más de 5 segundos, el devanado comienza a humear y puede quemarse, a menos que el motor esté protegido por un relevador térmico integrado. Este tipo de motor de fase dividida es muy adecuado para el arranque infrecuente de cargas de baja inercia.

Ejemplo 18-2

Un motor de fase dividida por resistencia tiene una capacidad nominal de 1/4 hp (187 W), 1725 r/min, 115 V y 60 Hz. Cuando el rotor se bloquea, una prueba con voltaje reducido en los devanados principal y auxiliar proporciona los siguientes resultados:

	devanado principal	devanado auxiliar
voltaje aplicado	$E = 23$ V	$E = 23$ V
corriente	$I_s = 4$ A	$I_a = 1.5$ A
potencia activa	$P_s = 60$ W	$P_a = 30$ W

Calcule

- El ángulo de fase entre I_a e I_s .
- La corriente con el rotor bloqueado absorbida de la línea a 115 V.

Solución

Primero calculamos el ángulo de fase Φ_s entre I_s y E del devanado principal.

- La potencia aparente es

$$S_s = EI_s = 23 \times 4 = 92 \text{ VA}$$

El factor de potencia es

$$\cos \phi_s = P_s/S_s = 60/92 = 0.65$$

por lo tanto,

$$\phi_s = 49.6^\circ$$

I_s se retrasa 49.6° con respecto al voltaje E .

A continuación calculamos el ángulo de fase Φ_a entre I_a y E del devanado auxiliar.

La potencia aparente es

$$S_a = EI_a = 23 \times 1.5 = 34.5 \text{ VA}$$

El factor de potencia es

$$\cos \phi_a = P_a/S_a = 30/34.5 = 0.87$$

por lo tanto,

$$\phi_a = 29.6^\circ$$

I_a se retrasa 29.6° con respecto al voltaje.

El ángulo de fase entre I_s e I_a es

$$\begin{aligned} \alpha &= \phi_s - \phi_a = 49.6^\circ - 29.6^\circ \\ &= 20.0^\circ \end{aligned}$$

- Para determinar la corriente de línea total, primero calculamos el valor total de P y Q absorbidas por ambos devanados y luego deducimos la potencia aparente S total.

La potencia activa total absorbida es

$$\begin{aligned} P &= P_s + P_a \\ &= 60 + 30 = 90 \text{ W} \end{aligned}$$

Las potencias reactivas Q_s y Q_a de los devanados principal y auxiliar son

$$\begin{aligned} Q_s &= \sqrt{S_s^2 - P_s^2} \\ &= \sqrt{92^2 - 60^2} = 69.7 \text{ var} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q_a &= \sqrt{S_a^2 - P_a^2} \\ &= \sqrt{34.5^2 - 30^2} = 17.0 \text{ var} \end{aligned}$$

La potencia reactiva total absorbida por el motor es

$$\begin{aligned} Q &= Q_s + Q_a \\ &= 69.7 + 17.0 = 86.7 \text{ var} \end{aligned}$$

La potencia aparente total absorbida es

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{P^2 + Q^2} \\ &= \sqrt{90^2 + 86.7^2} = 125 \text{ VA} \end{aligned}$$

La corriente con el rotor bloqueado a 23 V es

$$I_1 = S/E = 125/23 = 5.44 \text{ A}$$

La corriente con el rotor bloqueado absorbida a 115 V es

$$I_L = 5.44 \times (115/23) = 27.2 \text{ A}$$

Por su bajo costo, los motores de inducción de fase dividida por resistencia son los motores monofásicos más utilizados. Se usan donde se requiere un par o momento de torsión de arranque moderado y donde los períodos de arranque son infrecuentes. Impulsan ventiladores, bombas, lavadoras, quemadores de petróleo, pequeñas herramientas mecánicas y muchos otros aparatos. Por lo general, su capacidad de potencia es de 60 W a 250 W (1/12 hp a 1/3 hp).

18.7 Motor de arranque con capacitor

El motor de arranque con capacitor es idéntico a un motor de fase dividida, excepto que el devanado auxiliar tiene casi tantas vueltas como el devanado principal. Además, un capacitor y un interruptor centrífugo están conectados en serie al devanado auxiliar (Fig. 18.12a).

El capacitor se elige de modo que I_a se adelante aproximadamente 80° respecto a I_s , lo cual es mucho más que los 25° encontrados en un motor de fase dividida. Por lo tanto, con momentos de torsión de arranque iguales, la corriente en el devanado auxiliar es de aproximadamente la mitad que un motor de fase dividida. Así pues, durante el periodo de arranque, el devanado auxiliar de un motor con capacitor se calienta con menos rapidez. Además, la corriente de línea I_L

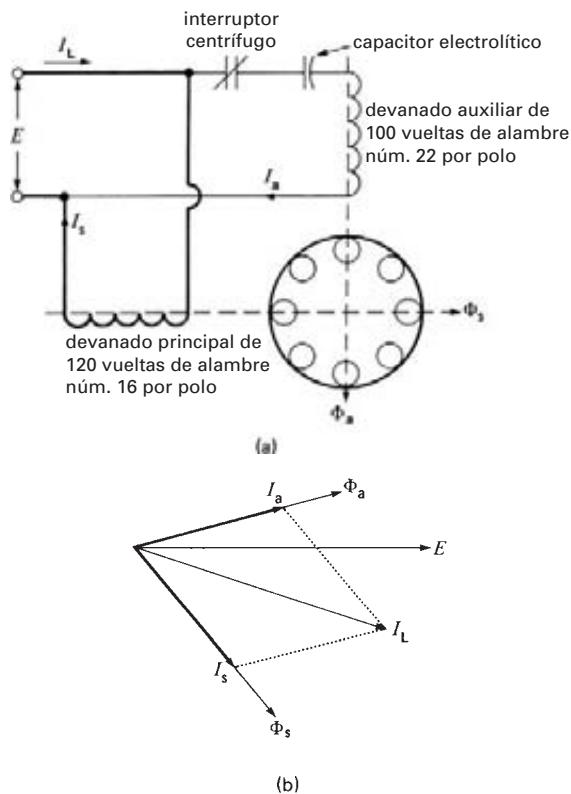


Figura 18.12
a. Motor de arranque con capacitor.
b. Diagrama fasorial correspondiente.

con el rotor bloqueado es menor, por lo general 4 a 5 veces la corriente nominal a plena carga.

Debido al alto momento de torsión de arranque y al valor relativamente bajo de I_a , el motor de arranque con capacitor es muy adecuado para aplicaciones que implican períodos de arranque frecuentes o prolongados. Aunque las características de arranque de este motor son mejores que las del motor de fase dividida, ambas máquinas poseen las mismas características bajo carga. La razón es que los devanados principales son idénticos y el devanado auxiliar ya no está en el circuito cuando el motor se ha acelerado.

El uso extendido de los motores de arranque con capacitor es el resultado directo de la disponibilidad de capacitores electrolíticos pequeños, confiables y de bajo costo. Para una capacitancia y un voltaje dados, los capacitores electrolíticos son mucho más pequeños y más baratos que los de papel. Sin embargo, los capacitores

electrolíticos sólo se pueden utilizar durante períodos cortos en circuitos de ca mientras que los de papel pueden operar con circuitos de ca por tiempo indefinido. Antes del desarrollo de capacitores electrolíticos, era necesario utilizar motores de repulsión-inducción siempre que se requería un alto momento de torsión de arranque. Los motores de repulsión-inducción poseen un conmutador y escobillas especiales que requieren un considerable mantenimiento. La mayoría de los fabricantes de motores han dejado de hacerlos.

Los motores de arranque con capacitor se utilizan cuando se requiere un alto momento de torsión de arranque. Se construyen en tamaños que van de 120 W a 7.5 kW (~1/6 hp a 10 hp). Las cargas típicas son compresores, grandes ventiladores, bombas y cargas de alta inercia.

La tabla 18A da las propiedades de un motor de arranque con capacitor que tiene una capacidad de 250 W (1/3 hp), 1760 r/min, 115 V y 60 Hz. La figura 18.13 muestra la curva de momento de torsión-velocidad para la misma máquina. Observe que durante la fase de aceleración (0 a 1370 r/min) los devanados principal y auxiliar producen juntos un momento de torsión de arranque muy alto. Cuando el motor alcanza las 1370 r/min, el interruptor centrífugo se abre y hace que el motor opere siguiendo la curva de momento de torsión-velocidad del devanado principal. El momento de torsión se reduce repentinamente de 9.5 N·m a 2.8 N·m, pero el motor continúa acelerándose hasta que alcanza las 1760 r/min, la velocidad nominal a plena carga.

18.8 Eficiencia y factor de potencia de motores de inducción monofásicos

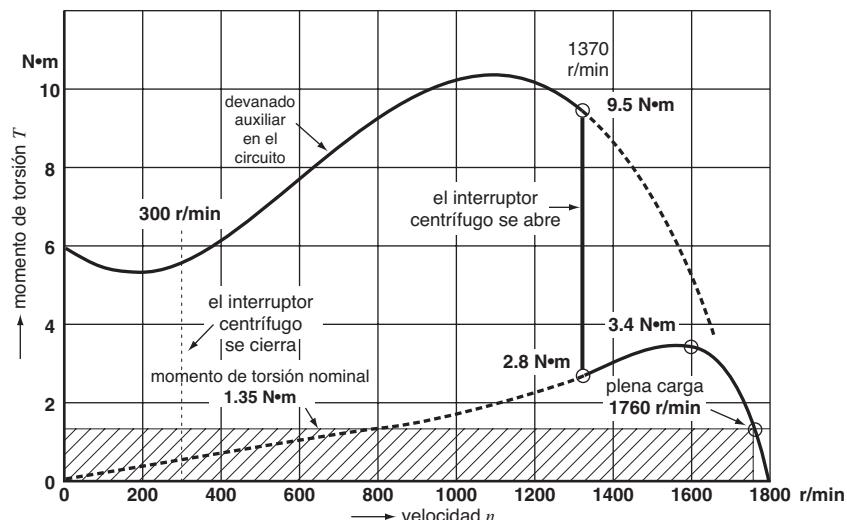
En general, los motores monofásicos de caballos de fuerza fraccionarios tienen una eficiencia y un factor de potencia bajos. Por lo tanto, a plena carga, un motor de 186 W (1/4 hp) tiene una eficiencia y un factor de eficiencia de aproximadamente 60 por ciento. El bajo factor de potencia se debe ante todo a la gran corriente magnetizante, la cual se encuentra entre 70 y 90 por ciento de la corriente a plena carga. Por consiguiente, aun sin carga estos motores sufren considerables elevaciones de temperatura.

La eficiencia y el factor de potencia relativamente bajos de estos motores se deben a su capacidad de caballos de fuerza fraccionarios. Los motores monofásicos de caballos de fuerza completos pueden tener eficiencias y factores de potencia de más de 80 por ciento.

TABLA 18A CARACTERÍSTICAS DE UN MOTOR DE ARRANQUE CON CAPACITOR

Capacidad: 250 W, 1760 r/min, 115 V y 60 Hz, Aislante Clase 105 °C

	Plena carga	Sin carga
voltaje	—	115 V
potencia	—	250 W
corriente	—	5.3 A
factor de potencia	—	64%
eficiencia	—	63.9%
velocidad	—	1760 r/min
momento de torsión	—	1.35 N·m
Máximo		
momento de torsión	—	3.4 N·m
velocidad	—	1600 r/min
corriente	—	13 A
Rotor bloqueado		
voltaje	—	115 V
corriente I_s	—	23 A
corriente I_a	—	19 A
corriente I_L	—	29 A
momento de torsión	—	6 N·m
capacitor	—	320 μF

**Figura 18.13**

Curvas de momento de torsión-velocidad de un motor de arranque con capacitor, de 1/3 hp (250 W), 1760 r/min, 115 V y 60 Hz, aislante clase A.

18.9 Vibración de motores monofásicos

Si tocamos el estator de un motor monofásico, observaremos que vibra con rapidez, ya sea que opere a plena carga o sin carga. Estas vibraciones no existen en motores bifásicos o trifásicos; por consiguiente, los motores monofásicos son más ruidosos.

¿Qué provoca esta vibración? Se debe a que un motor monofásico siempre recibe potencia eléctrica *pulsante* mientras que suministra potencia mecánica *constante*. Consideré el motor de 250 W que tiene las propiedades dadas en la tabla 18A. La corriente a plena carga es de 5.3 A retrasada 50° con respecto al voltaje de línea. Si trazamos las formas de onda de voltaje y corriente, podemos graficar la potencia instantánea P suministrada al motor (Fig. 18.14). Así, encontramos que P oscila entre +1000 W y -218 W. Cuando la potencia es positiva, el motor recibe energía de la línea. Cuando es negativa, el motor regresa energía a la línea. Sin embargo, si la potencia eléctrica instantánea

es positiva, negativa o cero, la potencia mecánica suministrada se mantiene en 250 W.

El motor se desacelerará durante los breves períodos en que la potencia eléctrica que recibe sea de menos de 250 W. Por otra parte, se acelerará siempre que la potencia eléctrica exceda la salida mecánica más las pérdidas. Los intervalos de aceleración coinciden con los picos positivos de la curva de potencia. Asimismo, los intervalos de aceleración coinciden con los picos negativos. Por consiguiente, los intervalos de aceleración/desaceleración ocurren dos veces por ciclo, o 120 veces por segundo en un sistema de 60 Hz. Como resultado, tanto el estator como el rotor vibran al doble de la frecuencia de línea.

Las vibraciones del estator se transmiten a la base de montaje, la que a su vez genera más vibración y ruido. Para eliminar el problema, a menudo el motor se monta en una base elástica (Fig. 18.15), la cual consta de dos anillos de caucho blando colocados entre las tapas y un soporte metálico. Como el rotor también vibra, en ocasiones se coloca un aislador tubular

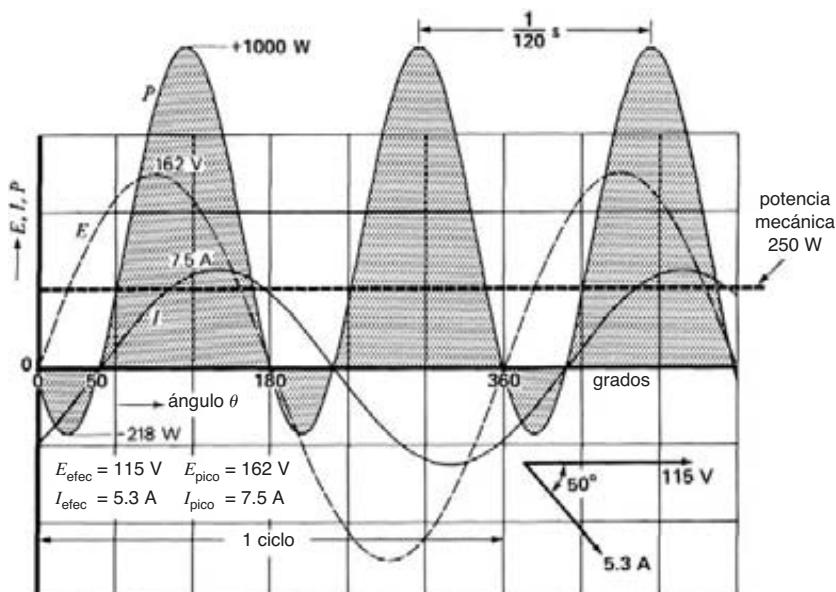


Figura 18.14

La potencia instantánea absorbida por un motor monofásico varía entre +1000 W y -218 W. La salida de potencia es constante a 250 W, por lo que se producen vibraciones.

**Figura 18.15**

Motor monofásico de arranque con capacitor montado en una base elástica para reducir la vibración y el ruido transmitidos a la superficie de montaje. El motor de 1/3 hp, 1725 r/min, 230 V y 60 Hz tiene una corriente a plena carga de 3.0, una eficiencia de 60 por ciento y un factor de potencia de 60 por ciento. Otras características: corriente sin carga: 2.6 A; corriente con el rotor bloqueado: 13 A; momento de torsión con el rotor bloqueado: 3.6 pu; momento de torsión máximo: 3 pu; factor de servicio: 1.35; peso total: 10 kg; longitud total incluido el eje: 278 mm; altura total: 232 mm.

(Cortesía de Baldor Electric Company)

de caucho entre el eje y la carga mecánica, sobre todo cuando la carga es un ventilador.

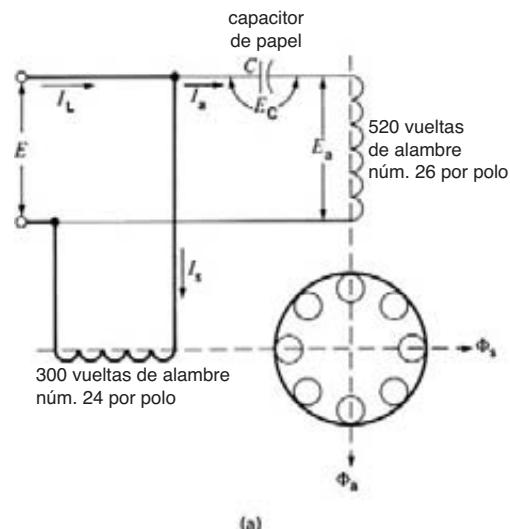
Los motores bifásicos y trifásicos no vibran porque la potencia instantánea total que reciben de *todas* las fases es constante (vea la sección 8.7).

18.10 Motor de funcionamiento con capacitor

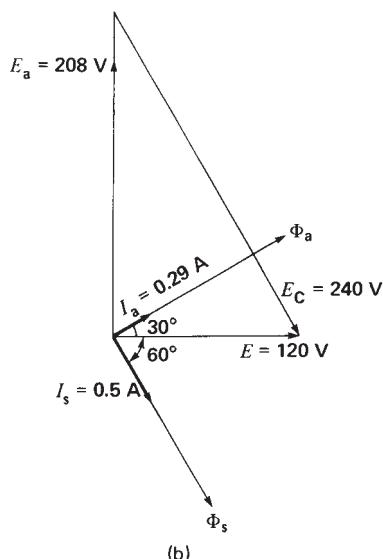
El motor de funcionamiento con capacitor es en esencia un motor bifásico que recibe su potencia de una fuente monofásica. Tiene dos devanados, uno de los cuales está directamente conectado a la fuente. El otro también está conectado a la fuente, pero en serie con un capacitor de papel (Fig. 18.16). El devanado alimentado por capacitor tiene un gran número de vueltas de alambre relativamente delgado, comparado con el devanado conectado en forma directa.

Este motor particularmente silencioso se utiliza para impulsar cargas fijas en hospitales, estudios y otros lugares donde el silencio es importante. Tiene un alto factor de potencia debido al capacitor y no se requiere interruptor centrífugo. No obstante, el momento de torsión de arranque es bajo.

El motor actúa verdaderamente como bifásico sólo cuando opera a plena carga (Fig. 18.16b). En estas condiciones, los flujos Φ_a y Φ_s creados por los dos de-

**Figura 18.16**

- Motor de funcionamiento con capacitor con capacidad NEMA de 30 milicaballo de fuerza.
- Diagrama fasorial correspondiente a plena carga.



vanados son iguales y están desfasados 90° . El motor está entonces libre de vibraciones. Por lo general, los motores de funcionamiento con capacitor son de menos de 500 W.

18.11 Inversión de la dirección de rotación

Para invertir la dirección de rotación de los motores, vimos que tenemos que intercambiar los conductores del devanado auxiliar o del devanado principal.

Sin embargo, si un motor monofásico cuenta con un interruptor centrífugo, no se puede invertir su rotación mientras el motor está funcionando. Si se intercambian los conductores del devanado principal, el motor continuará girando en la misma dirección.

En el caso de un motor de funcionamiento con capacitor (Fig. 18.16) la dirección de rotación se *puede* cambiar mientras el motor está funcionando porque ambos devanados están en el circuito en todo momento. Si el motor es muy pequeño, la rotación se puede invertir por medio de un interruptor de dos vías como se muestra en la figura 18.17. En dicho motor, los devanados principal y auxiliar son idénticos. Cuando el interruptor está en la posición 1, el devanado A está directamente transversal a la línea, mientras que el devanado B está en serie con el capacitor. Con esta conexión el motor gira en el sentido de las manecillas del reloj. Cuando el interruptor se pone en la posición 2, la función de los devanados se invierte, el motor se detiene y luego recobra la velocidad en la dirección opuesta.

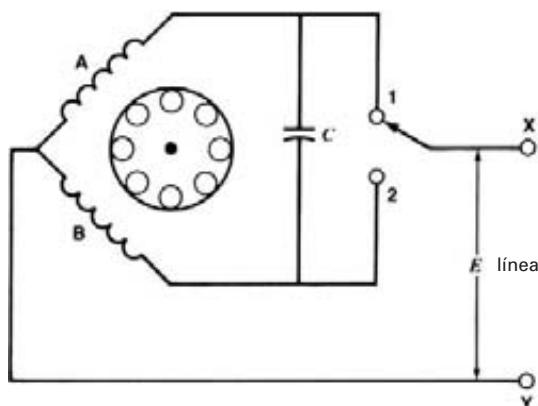


Figura 18.17

Motor monofásico reversible que utiliza un interruptor de dos polos y un capacitor.

18.12 Motor de polos sombreados

El motor de polos sombreados es muy común para capacidades de menos de 0.05 hp (~ 40 W) por su construcción extremadamente simple (Fig. 18.18). En esencia, es un pequeño motor de jaula de ardilla cuyos devanados auxiliares constan de un anillo de cobre que cubre una parte de cada polo.

El devanado principal es una bobina simple conectada a la fuente de ca. La bobina produce un flujo Φ total que se puede considerar está constituido por tres componentes, Φ_1 , Φ_2 y Φ_3 , todos en fase. El flujo Φ_1 enlaza el anillo en cortocircuito en el polo izquierdo, e induce una corriente I_a un tanto grande. Esta corriente produce un flujo Φ_a retrasado con respecto a Φ_1 . Por consiguiente, Φ_a también se retrasa con respecto a Φ_2 y Φ_3 . La acción combinada de $(\Phi_2 + \Phi_3)$ y Φ_a produce un débil campo rotatorio, el cual arranca el motor. La dirección de rotación es del lado no sombreado al lado sombreado (anillo) del polo. El polo de la derecha establece un momento de torsión similar. El flujo Φ_2 induce una corriente I_b en el anillo, y el flujo resultante Φ_b se retrasa con respecto a Φ_2 . Como antes, la acción combinada de $(\Phi_1 + \Phi_3)$ y Φ_b produce un débil campo rotatorio que impulsa el rotor en el sentido de las manecillas del reloj.

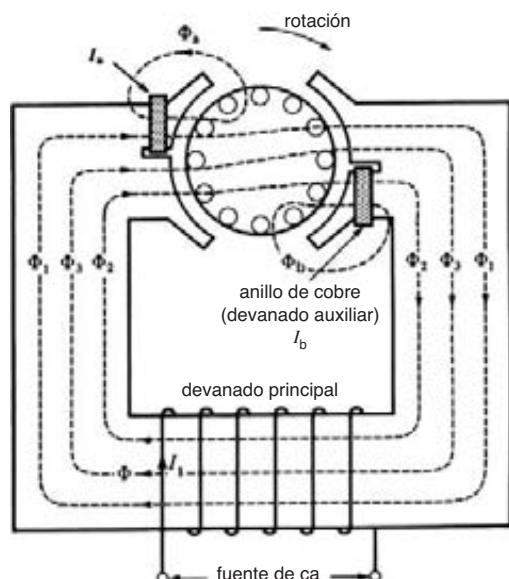
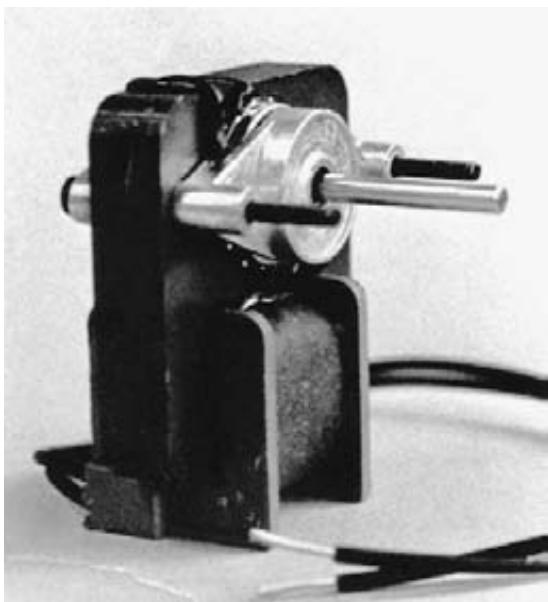


Figura 18.18a

Flujos en un motor de polo sombreado.

**Figura 18.18b**

Motor de polo sombreado de 5 milicaballos de fuerza, 115 V, 60 Hz y 2900 r/min.
(Cortesía de Gould)

Aunque el momento de torsión de arranque, la eficiencia y el factor de potencia son muy bajos, la construcción simple y la ausencia de interruptor centrífugo da a este motor una marcada ventaja en aplicaciones de baja potencia. La dirección de rotación no se puede cambiar porque es determinada por la posición de los anillos de cobre. La tabla 18B da las propiedades típicas de un motor de 2 polos sombreados con salida nominal de 6 W.

Ejemplo 18-3

Calcule la eficiencia y el deslizamiento a plena carga del motor de polos sombreados cuyas propiedades se dan en la tabla 18B.

Solución

La eficiencia es

$$\eta = (P_o/P_i) \times 100 \quad (3.6)$$

$$= (6/21) \times 100$$

$$= 28.6\%$$

$$s = (n_s - n)/n_s$$

$$= (3600 - 2900)/3600$$

$$= 0.194 = 19.4\%$$

TABLA 18B

Propiedades de un motor de 2 polos sombreados, cuya capacidad es de 6 W, 115 V y 60 Hz.

Sin carga

corriente	0.26 A
potencia de entrada	15 W
velocidad	3550 r/min

Rotor bloqueado

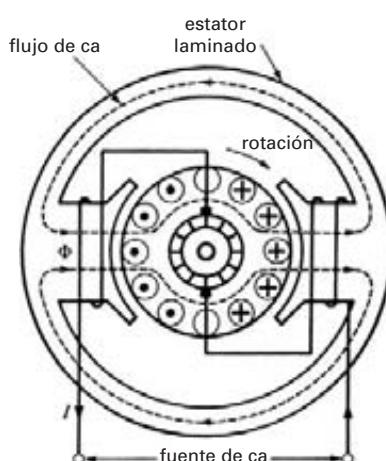
corriente	0.35 A
potencia de entrada	24 W
momento de torsión	10 mN·m

Plena carga

corriente	0.33 A
potencia de entrada	21 W
velocidad	2900 r/min
momento de torsión	19 mN·m
potencia mecánica	6 W
velocidad correspondiente al par	
o momento de torsión máximo	2600 r/min
par o momento de torsión máximo	21 mN·m

18.13 Motor universal

El motor universal monofásico es muy similar a un motor de cd en serie (sección 5.8). La construcción básica de un motor universal pequeño se muestra en la figura 18.19. Todo el circuito magnético está laminado para re-

**Figura 18.19**

Motor en serie de corriente alterna, también llamado *motor universal*.

ducir pérdidas por corrientes parásitas. Dicho motor puede operar con ca o cd, y el par o momento de torsión-velocidad resultantes son aproximadamente los mismos en cada caso. Por eso se llama *motor universal*.

Cuando el motor está conectado a una fuente de ca, la corriente alterna fluye a través de la armadura y el campo en serie. El campo produce un flujo de ca Φ que reacciona con la corriente que fluye en la armadura para producir un momento de torsión. Como la corriente y el flujo en la armadura se invierten al mismo tiempo, el momento de torsión siempre actúa en la misma dirección. No se produce ningún campo rotatorio en este tipo de máquina; el principio de operación es el mismo que el de un motor en serie de cd y posee las mismas características básicas.

La ventaja principal de los motores universales de caballos de fuerza fraccionarios es su alta velocidad y alto par o momento de torsión de arranque. Por consiguiente se pueden utilizar para impulsar ventiladores centrífugos de alta velocidad en aspiradoras. La alta velocidad y el pequeño tamaño correspondiente para una salida de potencia dada también es una ventaja al impulsar herramientas portátiles, como sierras y taladros eléctricos. Las velocidades sin carga tan altas como 5000 a 15 000 r/min son posibles pero, como en cualquier motor en serie, la velocidad se reduce con rapidez conforme se incrementa la carga.

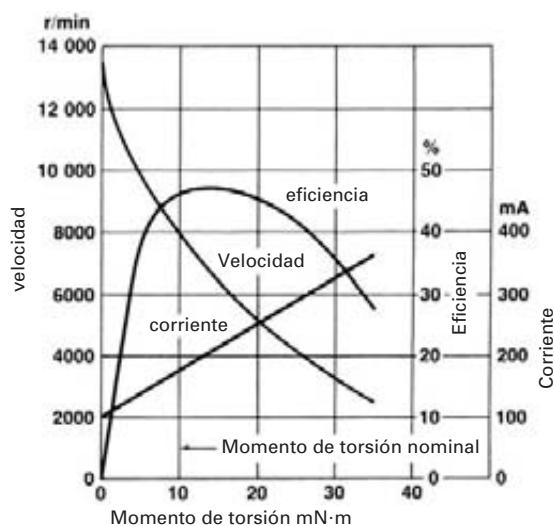


Figura 18.20
Características de un pequeño motor universal de 115 V y 60 Hz con capacidad a plena carga de 1/100 hp a 8000 r/min.

Los motores en serie se construyen en muchos tamaños, desde los pequeños motores de juguetes hasta los grandes motores de tracción utilizados anteriormente en algunas locomotoras eléctricas.

La figura 18.20 da las curvas de desempeño de ca de un motor universal de 1/100 hp, 115 V y 8000 r/min. La corriente a plena carga es de 175 mA.

18.14 Motor de histéresis

Para entender el principio de operación de un motor de histéresis, considere primero la figura 18.21, que muestra un rotor estacionario rodeado por un par de polos N, S que puede ser girado mecánicamente en el sentido de las manecillas del reloj. El rotor se compone de un material cerámico de alta fuerza coercitiva. Por lo tanto, es un material imantado permanente cuya resistividad se aproxima a la de un aislante. En consecuencia, es imposible establecer corrientes parásitas en dicho motor.

A medida que el campo N, S gira, magnetiza el rotor; por lo tanto, continuamente se producen polos de polaridad opuesta bajo los polos N, S en movimiento. De hecho, el campo rotatorio reorienta de manera continua los dominios magnéticos en el rotor. Obviamente, los dominios individuales realizan un ciclo completo (o lazo de histéresis) cada vez que el campo realiza una revolución completa. Así, las pérdidas por histéresis se producen en el rotor, proporcionales al área del lazo de histéresis (sección 2.26). Estas pérdidas se disipan como calor en el rotor.

Supongamos que la pérdida por histéresis por revolución es E_h joules y que el campo gira a n revolu-

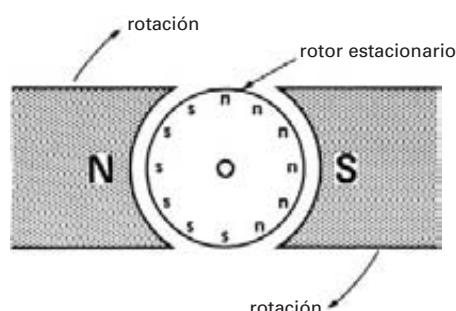


Figura 18.21
Rotor de imán permanente y un campo rotatorio propulsado mecánicamente.

ciones por minuto. La energía disipada en el rotor por minuto es

$$W = nE_h$$

La potencia correspondiente (disipada como calor) es

$$\begin{aligned} P_h &= W/t \\ &= nE_h/60 \text{ [W]} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Sin embargo, la potencia disipada en el rotor sólo puede provenir de la potencia mecánica utilizada para impulsar los polos N, S. Esta potencia está dada por

$$P = nT/9.55 \quad (3.5)$$

Como $P = P_h$, tenemos

$$nT/9.55 = nE_h/60$$

de ahí que

$$T = E_h/6.28 \quad (18.2)$$

donde

$$T = \text{par o momento de torsión ejercido en el rotor [N·m]}$$

$$E_h = \text{energía de histéresis disipada en el rotor, por vuelta [J/r]}$$

$$6.28 = \text{constante [valor exacto} = 2\pi]$$

La ecuación 18.2 pone de manifiesto la notable característica de que el par o momento de torsión requerido para impulsar los imanes (Fig. 18.21) es constante, independientemente de la velocidad de rotación. En otras palabras, ya sea que los polos se muevan lentamente alrededor del rotor o que lo hagan a alta velocidad, el par o momento de torsión ejercido en el rotor siempre es el mismo. Esta propiedad básica es la que distingue a los motores de histéresis de todos los demás.

En la práctica, el campo rotatorio es producido por un estator trifásico, o por uno monofásico que tiene un devanado auxiliar. Cuando se coloca un rotor de histéresis en el interior de este estotor, de inmediato se acelera hasta que alcanza la velocidad síncrona. El momento de torsión de aceleración es básicamente constante como lo muestra la curva (a) en la figura 18.22. Éste es totalmente diferente del de un motor de inducción de jaula de ardilla, cuyo momento de torsión tiende a cero a medida que se approxima a la velocidad síncrona.

Gracias a la frecuencia fija de los grandes sistemas de distribución, el motor de histéresis se emplea en relojes eléctricos y en otros aparatos de medición de tiempo precisos (Fig. 18.23).

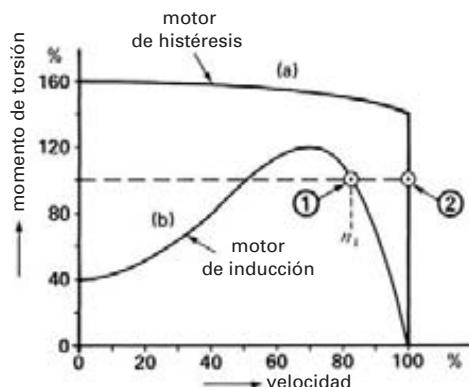


Figura 18.22

Curvas típicas de momento de torsión-velocidad de dos motores de funcionamiento con capacitor:

- Motor de histéresis
- Motor de inducción

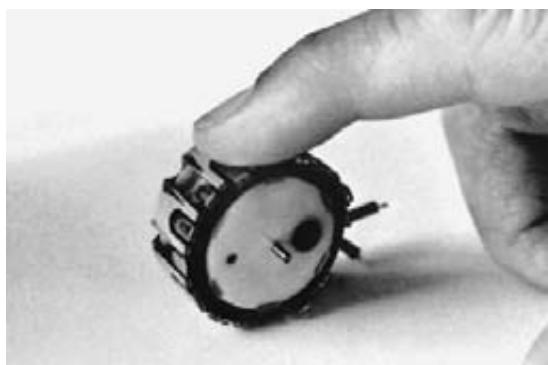


Figura 18.23

Motor de reloj monofásico de histéresis con 32 polos y rotor de ferrita.

También se utiliza para impulsar caseteras, tornamesas y otro equipo de audio de precisión. En estos dispositivos la velocidad constante es, desde luego, la característica que estamos buscando. Sin embargo, el motor de histéresis es particularmente adecuado para impulsar estos aparatos a causa de su alta inercia. La inercia impide que muchos motores síncronos (como los motores de reluctancia) adquieran velocidad porque, para alcanzar el sincronismo, tienen que bloquearse *repentinamente* con el campo rotatorio. En el

motor de histéresis no ocurre esta abrupta transición porque desarrolla un momento de torsión constante hasta la velocidad síncrona.

En algunos equipos de audio de tornamesa estas características se mejoran aún más diseñando el motor para que funcione con capacitor y libre de vibraciones.

Mientras el motor se está acelerando, su momento de torsión completo está disponible para soportar la carga mecánica y para superar la inercia. Una vez que alcanza la velocidad síncrona, los polos del rotor continúan magnetizados, por lo que el motor funciona como un motor síncrono de imán permanente ordinario. Los polos del rotor se retrasarán un cierto ángulo con respecto a los polos del estator, cuya magnitud depende del momento de torsión mecánico ejercido por la carga.

Ejemplo 18-4

Un pequeño motor de reloj de histéresis de 60 Hz posee 32 polos. Al realizar una vuelta completa con respecto al campo rotatorio, la pérdida por histéresis en el rotor asciende a 0.8 J.

Calcule

- El par o momento de torsión de ajuste a sincronismo y el par o momento de torsión crítico.
- La salida de potencia máxima antes de que el motor se detenga.
- Las pérdidas en el rotor cuando el motor se detiene.
- Las pérdidas en el rotor cuando el motor funciona a velocidad síncrona.

Solución

- Los momentos de torsión de ajuste a sincronismo y crítico son casi iguales en el motor de histéresis:

$$\begin{aligned} T &= E_h/6.28 = 0.8/6.28 \quad (18.2) \\ &= 0.127 \text{ N}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

- La velocidad síncrona es

$$\begin{aligned} n_s &= 120f/p = 120 \times 60/32 \\ &= 225 \text{ r/min} \end{aligned}$$

La potencia máxima es

$$\begin{aligned} P &= nT/9.55 = (225 \times 0.127)/9.55 \\ &= 3 \text{ W} \quad (\text{o } 3/746 = 1/250 \text{ hp}) \end{aligned}$$

- Cuando el motor se detiene, el campo rotatorio gira a 225 r/min con respecto al rotor. Por lo tanto, la pérdida de energía por minuto es,

$$W = 225 \times 0.8 = 180 \text{ J}$$

La potencia disipada en el rotor es

$$P = W/t = 180/60 = 3 \text{ W}$$

- No se pierde energía en el rotor cuando el motor funciona a velocidad síncrona porque los dominios magnéticos ya no se invierten.

18.15 Motor de reluctancia síncrono

Podemos construir un motor síncrono fresando un rotor de jaula de ardilla estándar para crear varios polos salientes. El número de polos debe ser igual al número de polos en el estator. La figura 18.24 muestra un rotor con cuatro polos salientes.

El *motor de reluctancia* arranca como un motor de jaula de ardilla estándar, pero cuando se acerca a la velocidad síncrona, los polos salientes se bloquean con el campo rotatorio, por lo que el motor funciona a velocidad síncrona. Los momentos de ajuste a sincronismo y crítico son débiles, en comparación con los de un motor de histéresis de igual tamaño. Además, los motores de reluctancia no pueden acelerar cargas de alta inercia hasta la velocidad síncrona. La razón se ve en la figura 18.22. Suponga que el motor ha alcanzado una velocidad n_1 correspondiente al par o momento de torsión a plena carga (punto de operación 1).

Los polos del estator se deslizan más allá de los polos del rotor a una velocidad que corresponde al deslizamiento. Si el rotor ha de bloquearse con el

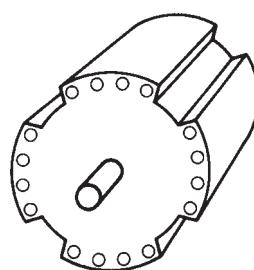


Figura 18.24
Rotor de motor de reluctancia síncrono.

campo rotatorio, debe hacerlo en el tiempo que se requiere para que un polo del estator pase más allá de un polo del rotor. Si durante este intervalo (Δt) no se alcanza el momento de torsión de ajuste a sincronismo, nunca se alcanzará. El problema es que al pasar de la velocidad n_1 a la velocidad síncrona n_s , la energía cinética de las partes rotatorias se debe incrementar una cantidad dada por la ecuación 3.8:

$$\Delta E_k = 5.48 \times 10^{-3} J(n_s^2 - n_1^2) \quad (18.3)$$

donde J es el momento de inercia.

Además, el intervalo de tiempo está dado por

$$\Delta t = 60/(n_s - n_1)p \quad (18.4)$$

Por consiguiente, para alcanzar la velocidad síncrona, el motor debe desarrollar una potencia de aceleración P_a de por lo menos

$$\begin{aligned} P_a &= \Delta E_k / \Delta t \\ &= 1.8 \times 10^{-4} n_s(n_s - n_1)^2 J p \text{ (aprox.)} \end{aligned} \quad (18.5)$$

Además, el motor debe continuar suministrando la potencia P_L demandada por la carga. Si la suma de $P_a + P_L$ excede la capacidad de potencia del motor, éste nunca se sincronizará. En esencia, un motor de reluctancia sólo puede sincronizarse cuando la velocidad de deslizamiento es pequeña y el momento de inercia J es bajo.

A pesar de este inconveniente, el motor de reluctancia es más barato que cualquier otro tipo de motor síncrono.

Es particularmente adecuado para el control de velocidad electrónica de frecuencia variable. Entonces la inercia no es un problema, porque la velocidad del campo rotatorio siempre sigue a la velocidad del rotor. Se han construido motores de reluctancia trifásicos de varios cientos de caballos de fuerza, utilizando este enfoque.

18.16 Control síncro

En algunos sistemas de control remoto puede ser necesario cambiar la posición de un pequeño reóstato que está a uno o dos metros de distancia. Este problema es fácil de resolver mediante un eje flexible. Pero si el reóstato está a 100 m, la solución del eje flexible ya no es práctica. En ese caso se emplea un eje eléctrico para vincular la perilla con el reóstato. ¿Cómo funciona ese eje?

Considere dos motores de inducción de rotor devanado convencional cuyos estatores trifásicos están conectados en paralelo (Fig. 18.25). Dos fases de los rotores respectivos también están conectadas en paralelo y energizadas con una fuente monofásica. La característica notable de este arreglo es que el rotor de una máquina rastrearía automáticamente el rotor de la otra. Por lo tanto, si se hace que el rotor A gire 17° lentamente en el sentido de las manecillas del reloj, el rotor B también girará 17° en el sentido de las manecillas del reloj. Obviamente, este sistema nos permite controlar un reóstato desde un lugar remoto.

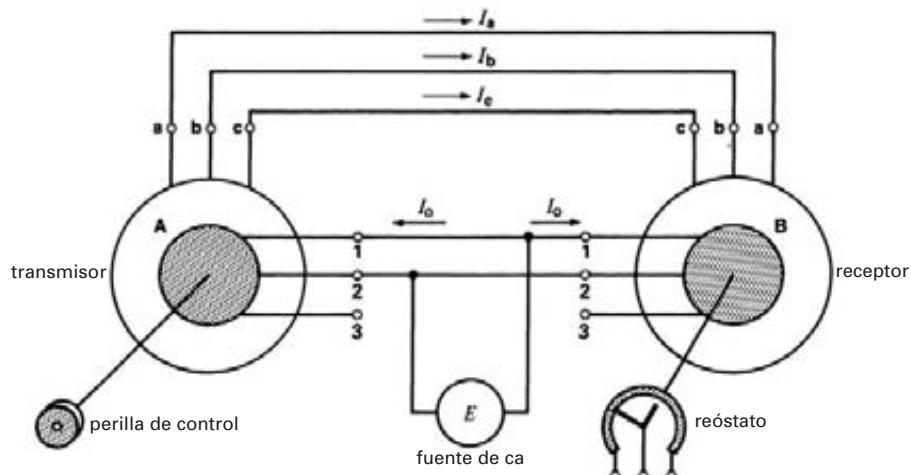


Figura 18.25

Componentes y conexiones de un sistema síncro.

Se requieren dos motores miniatura de rotor devanado. Uno (el transmisor) se acopla a la perilla de control, y el otro (el receptor) se acopla al reóstato. El cable de 5 conductores (a-b-c-1-2) que vincula el transmisor y receptor constituye el eje eléctrico flexible.

El comportamiento de este sistema de control *selsyn* o *sincro* se explica como sigue: suponga que el trasmisor y el receptor son idénticos y los rotores se encuentran en posiciones idénticas. Cuando los rotores son excitados, se comportan como los primarios de dos transformadores e inducen voltajes en los devanados del estator respectivos. Los voltajes inducidos en los tres devanados del estator del transmisor nunca son iguales porque los devanados están desplazados 120° entre sí. Lo mismo sucede con los voltajes inducidos en el estator del receptor.

No obstante, sin importar cuáles puedan ser los voltajes de los estatores respectivos del transmisor y el receptor, son idénticos en ambos sincros (fase por fase) cuando los rotores ocupan la misma posición. Los voltajes de los estatores se equilibran entre sí, por lo que no fluye corriente en las líneas que los conectan. Sin embargo, los rotores transportan una pequeña corriente de excitación I_o .

Si ahora hacemos girar el rotor del transmisor, sus tres voltajes del estator cambiarán. Ya no equilibrarán los voltajes del estator del receptor; en consecuencia, las corrientes I_a , I_b , I_c fluirán en las líneas que conectan los dos dispositivos. Estas corrientes producen un momento de torsión en ambos rotores, el cual tiende a alinearlos. Como el rotor del receptor está libre para moverse, se alinearán con el transmisor. En cuanto los rotores están alineados, los voltajes del estator se equi-

libran de nuevo (fase por fase) y las corrientes que producen momento de torsión desaparecen.

A menudo se emplean sincros para indicar la posición de una antena, una válvula, la torreta de un cañón, etc., por lo que los requerimientos de momento de torsión son pequeños. Estos transmisores y receptores se construyen con precisión de reloj para garantizar que rastrearán con el menor error posible.

CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN MOTOR MONOFÁSICO

En el capítulo 15 desarrollamos el circuito equivalente (Fig. 15.6) para una fase de un motor de inducción trifásico. Este circuito se reproduce en la figura 18.26, con la excepción de que la rama magnetizante fue cambiada a la posición técnicamente correcta entre los puntos 1 y 2. La razón del cambio es que la mayoría de los motores monofásicos son máquinas de caballos de fuerza fraccionarios para los que se requiere el diagrama de circuito exacto para obtener resultados razonablemente precisos. Utilizando este modelo, a continuación desarrollaremos un circuito equivalente similar para un motor monofásico.

18.17 Distribución de la fuerza magnetomotriz

Para optimizar el par o momento de torsión de arranque, la eficiencia, el factor de potencia y el nivel de ruido de un motor monofásico, la fuerza magnetomotriz producida por cada polo del estator se debe distribuir sinusoidalmente en su cara polar. Ésa es la razón de utilizar el número especial de vueltas (10, 20, 25 y 30) en las cuatro bobinas concéntricas mostradas en la figura 18.3a.

Examinemos la fmm creada por uno de los cuatro polos cuando las bobinas concéntricas conducen una corriente pico de, por ejemplo, 2 amperes. La tabla 18C muestra la distribución de la fmm, utilizando los números de ranura como una medida de la distancia a lo largo del polo. Por ejemplo, la bobina de 25 vueltas alojada en las ranuras 2 y 8 (Fig. 18.27), produce entre estas ranuras una fmm de $25 \times 2 = 50$ amperes (o ampere-vueltas). Asimismo, la bobina de 10 vueltas en las ranuras 4 y 6 produce entre estas dos ranuras una fmm de 20 A.

La distribución de estas fmm se ilustra en la figura 18.27. La fmm total producida a la mitad del polo es $60 + 50 + 40 + 20 = 170$ A y se reduce en escalones

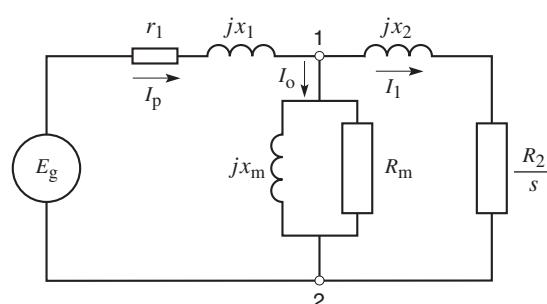
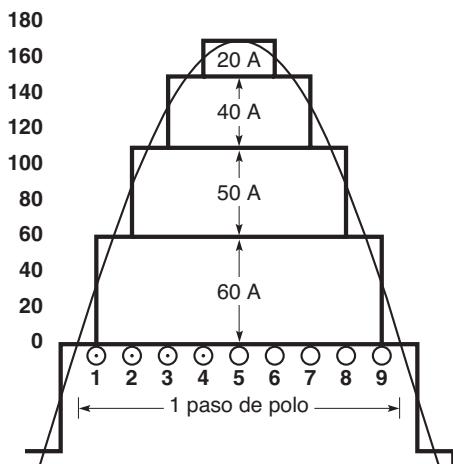


Figura 18.26

Circuito equivalente de una fase de un motor de jaula de ardilla trifásico al lado del primario (estator).

TABLA 18C

Paso de bobina	Vueltas	Fmm
ranura 1–9	30	$2 \times 30 = 60$ A
ranura 2–8	25	$2 \times 25 = 50$ A
ranura 3–7	20	$2 \times 20 = 40$ A
ranura 4–6	10	$2 \times 10 = 20$ A
	85 vueltas	170 ampere-vueltas

**Figura 18.27**

Distribución de la fuerza magnetomotriz a través de un polo cuando la corriente es de 2 A.

a ambos lados del centro. Los polos adyacentes tienen la misma distribución de fmm pero con polaridades magnéticas opuestas.

En esta figura superpusimos una fmm uniforme cuya distribución es perfectamente sinusoidal. Revela que la fmm escalonada producida por las cuatro bobinas concéntricas sigue la onda seno muy cerca. En realidad, podríamos reemplazar la fmm escalonada por una fmm sinusoidal sin introducir un error significativo.

La corriente que fluye en las cuatro bobinas alterna sinusoidalmente (en el tiempo) a la frecuencia de línea de 60 Hz. Por consiguiente, a medida que la corriente varía, la fmm varía en proporción. Por ejemplo, cuando la corriente es momentáneamente de 0.4 A, la distribución de la fmm permanece sinusoidal, pero la fmm en el centro del polo será de sólo $0.4 \text{ A} \times 85$ vu-

tas = 34 A. Posteriormente, cuando la corriente se invierta y sea igual a, por ejemplo, -1.2 A, la fmm también se invertirá. Sin embargo, la fmm seguirá siendo distribuida sinusoidalmente pero con un valor pico en el centro de $-1.2 \text{ A} \times 85$ vueltas = -102 A.

Así, concluimos que la corriente alterna produce una fmm pulsante, la cual se distribuye sinusoidalmente a través de cada polo y cuya amplitud varía sinusoidalmente con el tiempo. Por lo tanto, a diferencia de la fmm producida por un estator trifásico, la fmm de un estator monofásico no gira sino que permanece fija en su lugar.

18.18 Fuerzas magnetomotrices rotatorias en un motor monofásico

Podemos comprobar matemáticamente que una fmm pulsante estacionaria con amplitud pico M puede ser reemplazada por dos fmms de amplitud fija $M/2$ que giran en direcciones opuestas a velocidad síncrona. Remitiéndonos al ejemplo anterior, una fmm pulsante de 4 polos que alcanza picos positivos y negativos de 170 A a una frecuencia de 60 Hz puede ser reemplazada por dos fmm de 4 polos con amplitud constante de 85 A que giran en direcciones opuestas a 1800 r/min. Las fmm rotatorias también son distribuidas sinusoidalmente en el espacio. Como las fmm que giran en direcciones opuestas ocupan posiciones sucesivas, la suma de sus magnitudes en cualquier punto en el espacio es igual a la fmm pulsante en ese punto. Esto se ve en la figura 18.28, la cual muestra una parte de los campos rotatorios directos e inversos (fmm_F y fmm_B) que pasan frente a la fmm estacionaria pero pulsante.

Las fmm rotatorias producen respectivamente el mismo efecto que la fmm rotatoria creada por un estator trifásico. Así, es de esperarse que el diagrama de circuito de un motor monofásico se parezca al de un motor trifásico. Sin embargo, como las fmm giran en direcciones opuestas, su efecto en el rotor será diferente. Por lo tanto, si el rotor tiene un deslizamiento s con respecto a la fmm que se mueve hacia delante, automáticamente tendrá un deslizamiento de $(2 - s)$ con respecto a la fmm de movimiento inverso.

El diagrama de circuito relativo a la fmm de movimiento directo con deslizamiento s se muestra en la

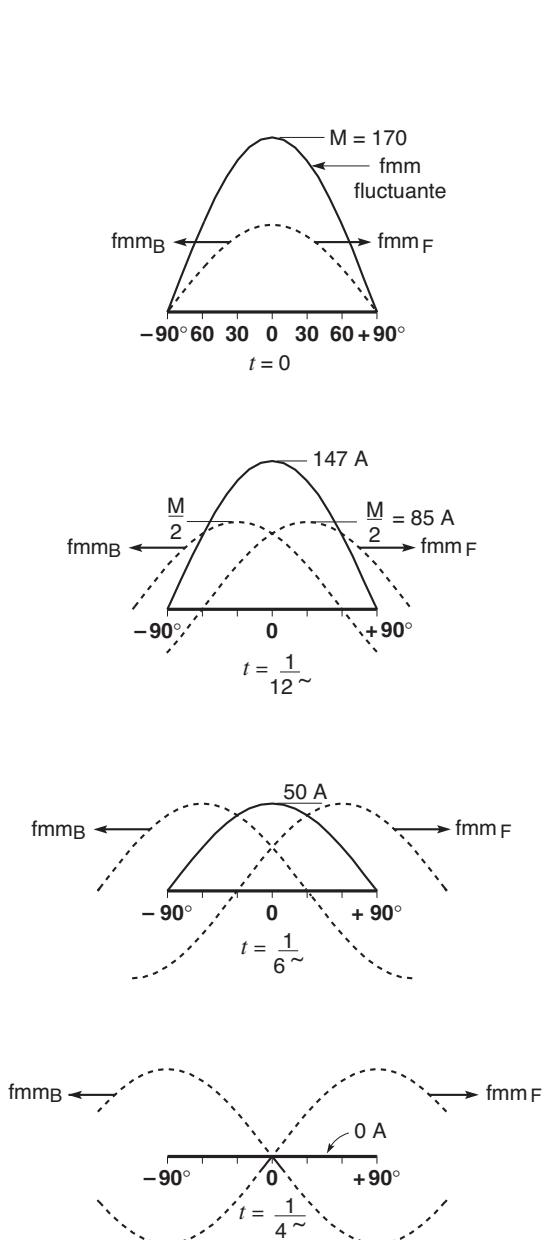


Figura 18.28

La fmm pulsante con amplitud pico de 170 A se puede representar mediante una fmm rotatoria directa o inversa con amplitud fija de 85 A. Se muestran posiciones sucesivas de fmm_F y fmm_B y la amplitud correspondiente de la fmm pulsante estacionaria.

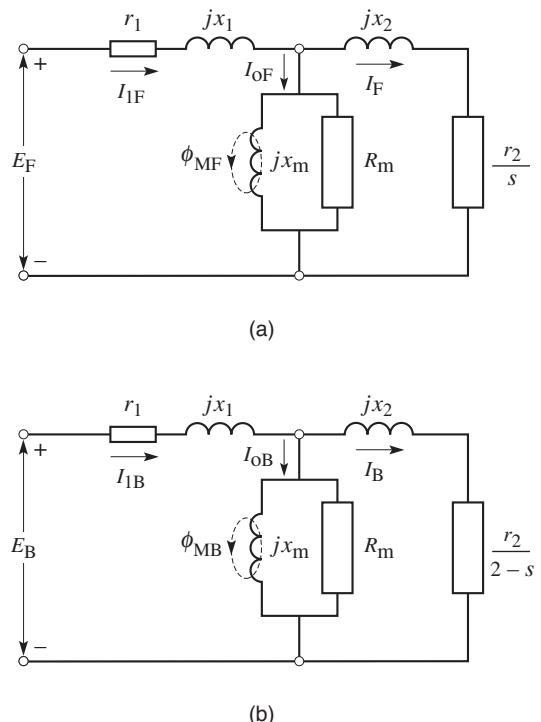


Figura 18.29

- Círculo equivalente relativo a la fmm de movimiento directo.
- Círculo equivalente relativo a la fmm de movimiento inverso.

figura 18.29a. Asimismo, el diagrama de circuito para la fmm de movimiento inverso con deslizamiento ($2 - s$) se muestra en la figura 18.29b. Por el momento no definiremos el significado físico de r_1 , r_2 , x_1 , x_2 , etc., salvo para decir que están relacionadas con las resistencias y reactancias del estator y el rotor. ¿Cómo fusionaríamos estos dos diagramas en uno para representar el motor monofásico?

18.19 Deducción del diagrama de circuito de un motor monofásico

En primer lugar, sabemos que las fmms que giran en direcciones opuestas tienen la misma magnitud. Por consiguiente, las corrientes del estator I_{IF} e I_{IB} son idénticas, lo cual significa que los dos circuitos se pueden

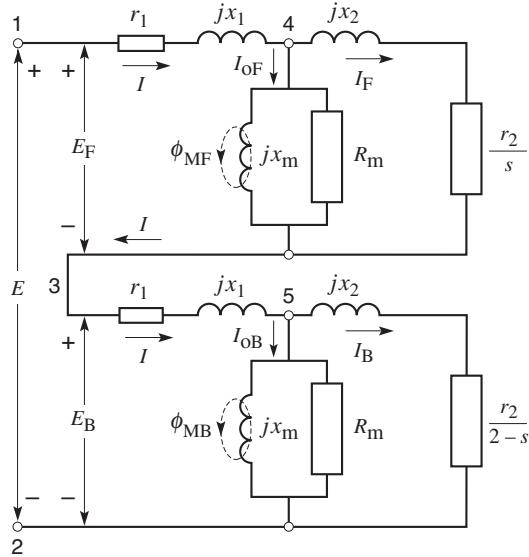


Figura 18.30
Circuito equivalente de un motor monofásico.

conectar en serie. En segundo lugar, el voltaje *directo* E_F del estator está asociado con la fmm_F en tanto que el voltaje *inverso* E_B está asociado con la fmm_B. Como los circuitos están en serie, la suma de estos voltajes debe ser igual al voltaje E aplicado al estator. Por lo tanto, el circuito equivalente del motor monofásico se puede representar mediante la figura 18.30.

Para interpretar el significado de los parámetros de circuito r_1 , r_2 , x_1 , x_2 , etc., suponga que el motor está estacionario, en cuyo caso el deslizamiento $s = 1$. En estas condiciones, los circuitos directo e inverso son idénticos. Por consiguiente, el circuito de la figura 18.30 se reduce al mostrado en la figura 18.31. En esencia, el motor se comporta como un transformador simple cuyo devanado secundario (el rotor) está en cortocircuito. Esto revela que los parámetros r_1 , x_1 , etc., representan los siguientes elementos físicos:

$2r_1$ = resistencia del estator

$2r_2$ = resistencia del rotor desplazada al estator

$2jx_1$ = reactancia de dispersión en el estator

$2jx_2$ = reactancia de dispersión en el rotor desplazada al estator

$2R_m$ = resistencia correspondiente a las pérdidas en el hierro, por fricción en los cojinetes y por fricción del aire

$2jX_m$ = reactancia magnetizante

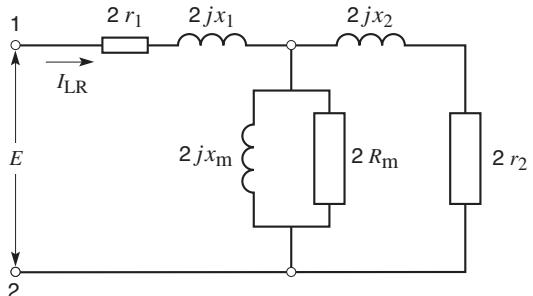


Figura 18.31
Circuito equivalente de un motor monofásico en reposo.

En la práctica suponemos que $x_1 = x_2$.

El análisis anterior indica que las impedancias r_1 , x_1 , etc., mostradas en las figuras 18.29 a 18.31 son iguales a la mitad de las cantidades físicas reales. Por lo tanto, si la resistencia del estator es de 10 ohms, el valor de r_1 es de 5 ohms, y así sucesivamente, para las demás impedancias en el circuito equivalente.

Ejemplo 18-5

Una prueba con un motor monofásico de 1/4 hp, 120 V, 1725 r/min y 60 Hz revela los siguientes resultados:

resistencia del estator: 2Ω

resistencia del rotor desplazada al estator: 4Ω

reactancia de dispersión en el estator: 3Ω

reactancia de dispersión desplazada al estator: 3Ω

resistencia correspondiente a las pérdidas en el hierro, por fricción en los cojinetes y por fricción del aire: 600Ω

reactancia magnetizante: 60Ω

Trace el diagrama de circuito equivalente y determine la salida de potencia, la eficiencia y el factor de potencia del motor cuando gira a 1725 r/min.

Solución

El diagrama del circuito equivalente (Fig. 18.32) muestra los valores de las impedancias mostradas divididas entre dos. El deslizamiento es $s = (1800 - 1725)/1800 = 0.0417$.

Primero determinamos la impedancia del circuito directo entre los puntos 1, 3:

$$\begin{aligned} Z_F &= 1 + j 1.5 + \frac{1}{\frac{1}{j 30} + \frac{1}{300} + \frac{1}{48 + j 1.5}} \\ &= 1 + j 1.5 + 13.89 + j 19.53 \\ &= 14.89 + j 21.03 \end{aligned}$$

La impedancia del circuito inverso entre los puntos 3, 2 es

$$\begin{aligned} Z_B &= 1 + j 1.5 + \frac{1}{\frac{1}{j 30} + \frac{1}{300} + \frac{1}{1.02 + j 1.5}} \\ &= 1 + j 1.5 + 0.93 + j 1.45 \\ &= 1.93 + j 2.95 \end{aligned}$$

La corriente en el estator es

$$\begin{aligned} I &= E / (Z_F + Z_B) = 120 / (16.82 + j 23.98) \\ &= 120 / (29.29 \angle 54.95) \\ \therefore I &= 4.097 \angle -54.95 \end{aligned}$$

El voltaje directo entre los puntos 1, 3 es

$$\begin{aligned} E_B &= I Z_F = 4.097 \angle -54.95 \times (14.89 + j 21.03) \\ &= 4.097 \angle -54.95 \times 25.77 \angle 54.7 \\ &= 105.6 \angle -0.25 \end{aligned}$$

El voltaje inverso entre los puntos 3, 2 es

$$\begin{aligned} E_B &= I Z_B = 4.097 \angle -54.95 \times (1.93 + j 2.95) \\ &= 4.097 \angle -54.95 \times 3.52 \angle 56.8 \\ &= 14.42 \angle 1.85 \end{aligned}$$

Corriente directa en el rotor

$$\begin{aligned} I_F &= I \frac{1}{\frac{1}{j 30} + \frac{1}{300} + \frac{1}{48 + j 1.5}} \\ &= \frac{4.097 \angle -54.95 (13.89 + j 19.53)}{48 + j 1.5} \\ &= \frac{4.097 \angle -54.95 \times 23.96 \angle 54.58}{48.02 \angle 1.79} \\ &= 2.044 \angle -2.16 \end{aligned}$$

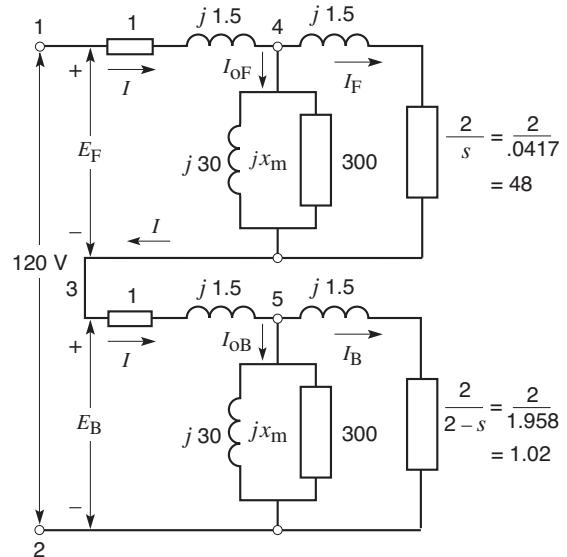


Figura 18.32
Vea el ejemplo 18-5.

Corriente inversa en el rotor

$$\begin{aligned} I_B &= I \frac{1}{\frac{1}{j 30} + \frac{1}{300} + \frac{1}{1.02 + j 1.5}} \\ &= \frac{4.097 \angle -54.95 (0.93 + j 1.45)}{1.02 + j 1.5} \\ &= \frac{4.097 \angle -54.95 \times 1.72 \angle 57.32}{1.81 \angle 55.78} \\ &= 3.89 \angle -53.4 \end{aligned}$$

Potencia directa hacia el rotor

$$P_F = I_F^2 \times 48 = 2.044^2 \times 48 = 200.5 \text{ W}$$

Momento de torsión directo T_F :

$$\frac{9.55 P_F}{n_s} = \frac{9.55 \times 200.5}{1800} = 1.064 \text{ N}\cdot\text{m}$$

Potencia inversa hacia el rotor P_B

$$I_B^2 \times 1.02 = 3.89^2 \times 1.02 = 15.4 \text{ W}$$

Momento de torsión inverso T_B

$$\frac{9.55 P_B}{n_s} = \frac{9.55 \times 15.4}{1800} = 0.082 \text{ N}\cdot\text{m}$$

Momento de torsión neto

$$T_F - T_B = 1.064 - 0.082 = 0.982 \text{ N}\cdot\text{m}$$

Salida de potencia mecánica P

$$\frac{nT}{9.55} = \frac{1725 \times 0.982}{9.55} = 177 \text{ W}$$

Caballos de fuerza

$$\frac{177}{746} = 0.24 \text{ hp}$$

Entrada de potencia activa al estator:

$$EI \cos \theta = 120 \times 4.097 \cos 54.95 = 282.3 \text{ W}$$

Factor de potencia

$$\cos 54.95 = 0.57 = 57\%$$

Eficiencia

$$\frac{177}{282} = 0.627 = 62.7\%$$

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 18-1 Un motor monofásico de 6 polos está conectado a una fuente de 60 Hz.
¿Cuál es su velocidad síncrona?
- 18-2 ¿Cuál es el propósito del devanado auxiliar en un motor de inducción monofásico?
¿Cómo se puede cambiar la rotación de este motor?
- 18-3 Mencione la diferencia entre un motor de fase dividida y un motor de arranque con capacitor.
¿Cuáles son sus ventajas relativas?
- 18-4 Explique brevemente cómo opera un motor de polo sombreado.
- 18-5 Enuncie algunas de las propiedades y ventajas de un motor universal.
- 18-6 ¿Por qué algunos motores monofásicos están equipados con una base de montaje elástica?
¿Es necesaria esa base en motores trifásicos?

- 18-7 ¿Cuál es la ventaja principal de un motor de funcionamiento con capacitor?

- 18-8 ¿Cuál de los motores estudiados en este capítulo es más adecuado para impulsar las siguientes cargas?:

- a. Un pequeño taladro portátil.
- b. Un compresor de aire de 3/4 hp.
- c. Una aspiradora.
- d. Un ventilador de 1/100 hp.
- e. Una bomba centrífuga de 1/3 hp.
- f. Un ventilador de 1/4 hp para una sala de hospital.
- g. Un temporizador eléctrico.
- h. Una tornamesa de alta fidelidad.

Nivel intermedio

- 18-9 De acuerdo con la figura 18.11, a continuación se dan las impedancias efectivas de los devanados principal y auxiliar en condiciones de rotor bloqueado:

	Resistencia efectiva	Reactancia efectiva
Devanado principal	4 Ω	7.5 Ω
Devanado auxiliar	7.5 Ω	4 Ω

Si el voltaje de línea es de 119 V, calcule lo siguiente:

- a. La magnitud de I_a e I_s .
- b. El ángulo de fase entre I_a e I_s .
- c. La corriente de línea I_L .
- d. El factor de potencia en condiciones de rotor bloqueado.

- 18-10 La palma de la mano humana apenas puede tolerar una temperatura de 130 °F. Si la temperatura a plena carga del armazón de un motor de 1/4 hp es de 64 °C en una temperatura ambiente de 76 °F,

- a. ¿Puede una persona mantener su mano sobre el armazón?
- b. ¿Está funcionando demasiado caliente el motor?

- 18-11 De acuerdo con la figura 18.13, si el motor está conectado a una carga cuyo momento de torsión se mantiene constante a 4 N·m, explique el comportamiento resultante del motor cuando se conecta a la línea.

- 18-12 a. Un motor monofásico vibra a una frecuencia de 100 Hz. ¿Cuál es la frecuencia de la línea de potencia?
 b. Un motor de funcionamiento con capacitor no tiene que ser colocado en una base de montaje elástica. ¿Por qué?
 c. Un motor de histéresis monofásico, de 4 polos y 60 Hz desarrolla un momento de torsión de 6 pulg·lb cuando funciona a 1600 r/min. Calcule la pérdida por histéresis por revolución [J].
- 18-13 Recurriendo al motor de polo sombreado de 6 W de la tabla 18B, calcule lo siguiente:
 a. La salida de potencia nominal en milicaballos de fuerza.
 b. El factor de potencia a plena carga.
 c. El deslizamiento con el par o momento de torsión máximo.
 d. La corriente sin carga por unidad y la corriente con el rotor bloqueado.
- 18-14 Recurriendo de nuevo a la figura 18-13, calcule lo siguiente:
 a. El momento de torsión con el rotor bloqueado [pie·lbf].
 b. El valor por unidad con el momento de torsión con el rotor bloqueado.
 c. El momento de torsión de arranque cuando sólo el devanado principal es excitado.
 d. El momento de torsión máximo por unidad.
 e. ¿Cómo se ven afectadas las curvas de momento de torsión-velocidad si el voltaje de línea se reduce de 115 V a 100 V?

Nivel avanzado

- 18-15 En la tabla 18A, calcule lo siguiente:
 a. El voltaje a través del capacitor en condiciones de rotor bloqueado.
 b. El ángulo de fase correspondiente entre I_s e I_a .
- 18-16 Recurriendo a la figura 18-16, si el motor de funcionamiento con capacitor opera a plena carga, calcule lo siguiente:
 a. La corriente de línea I_L .
 b. El factor de potencia del motor.
 c. La potencia activa absorbida por cada devanado.
 d. La eficiencia del motor.
- 18-17 El motor descrito en la tabla 18A tiene un factor de potencia con el rotor bloqueado

de 0.9 retrasado. Está instalado en un taller situado a 600 pies de una casa, donde se localiza la entrada de servicio principal. La línea se compone de un cable de 2 conductores de alambre de cobre calibre núm. 12. La temperatura ambiente es de 25 °C y el voltaje en la entrada de servicio es de 122 V. Utilizando la tabla AX3 del apéndice, calcule lo siguiente:
 a. La resistencia de la línea de transmisión.
 b. La corriente y el voltaje de arranque en las terminales del motor.
 c. El momento de torsión de arranque [N·m].

Aplicación industrial

- 18-18 Un motor monofásico de funcionamiento y arranque con capacitor, totalmente cerrado, de 3 hp, 1725 r/min y 230 V, fabricado por Baldor Electric Company, tiene las siguientes propiedades:

corriente sin carga: 5 A

corriente con el rotor bloqueado: 90 A

corriente a plena carga: 15 A

momento de torsión con el rotor bloqueado: 30 lbf·pie

eficiencia a plena carga: 79%

momento de torsión máximo: 20 lbf·pie

factor de potencia a plena carga: 87%

factor de servicio: 1.15

momento de torsión a plena carga: 9 lbf·pie

masa: 97 lb

Usando la información anterior, calcule lo siguiente:

- a. El valor por unidad del momento de torsión con el rotor bloqueado, de la corriente con el rotor bloqueado y del momento de torsión máximo.
 b. El momento de torsión a plena carga expresado en newton-metros.
 c. El capacitor que se podría agregar a través del estator para que el factor de potencia a plena carga se eleve de 87 a 90%.

- 18-19 Un motor monofásico de arranque con capacitor, enfriado por ventilador, totalmente cerrado, de 3/4 hp, 1725 r/min y 230 V,

fabricado por Baldor Electric Company, tiene las siguientes propiedades:

corriente sin carga: 4.4 A

corriente con el rotor bloqueado: 30 A

corriente a plena carga: 5.3 A

momento de torsión con el rotor bloqueado: 9.5
lbf·pie

factor de potencia con el rotor bloqueado: 58%

eficiencia a plena carga: 66%

momento de torsión máximo: 6.1 lbf·pie

factor de potencia a plena carga: 68%

factor de servicio: 1.25

momento de torsión a plena carga: 2.25 lbf·pie

masa: 29 lb

El motor es alimentado por un cable de cobre n.º 12 de dos conductores cuya capacidad de National Electrical Code es de 20 A.

El cable es de 240 pies de largo y es alimentado desde la entrada de servicio donde el voltaje es de $230\text{ V} \pm 5\%$.

Usando la información anterior, determine lo siguiente:

- a. El momento de torsión de arranque más bajo (newton-metros), suponiendo una temperatura de 25° en el cable
- b. Deseamos elevar el factor de potencia del motor a 90% a plena carga instalando un capacitor a través de sus terminales. Calcule el valor aproximado de la capacitancia en microfaradios.

CAPÍTULO 19

Motores de velocidad gradual o de pasos

19.0 Introducción

Los motores de velocidad gradual o de pasos son motores especiales que se utilizan cuando el movimiento y la posición se tienen que controlar con precisión. Como su nombre lo dice, los motores de pasos giran en pasos discretos, y cada paso corresponde a un pulso que es suministrado a uno de sus devanados de estator. Dependiendo de su diseño, un motor de pasos puede avanzar 90° , 45° , 18° o incluso una fracción de grado por pulso. Variando la velocidad de los pulsos se puede hacer que el motor avance muy lentamente, un paso a la vez, o que gire gradualmente a velocidades tan altas como 4000 r/min.

Los motores de pasos pueden girar en el sentido o contra el sentido de las manecillas del reloj, dependiendo de la secuencia de los pulsos que se apliquen a los devanados.

El comportamiento de un motor de pasos depende en gran medida de la fuente de potencia que lo impulsa. La fuente de potencia genera pulsos, los que a su vez casi siempre son iniciados por un microprocesador. Los pulsos se cuentan y guardan, los que son en el sentido de las manecillas del reloj (smr) son (+) y los que son en sentido contrario al de las manecillas del reloj (scmr) son (-). En consecuencia, el número neto de pasos se conoce con *exactitud* en todo momento. Así, el número de revoluciones siempre se conoce con una precisión de un paso. Esto permite que el motor se utilice como dispositivo de posicionamiento preciso

en máquinas herramienta, trazadores X-Y, máquinas de escribir, caseteras, válvulas e impresoras.

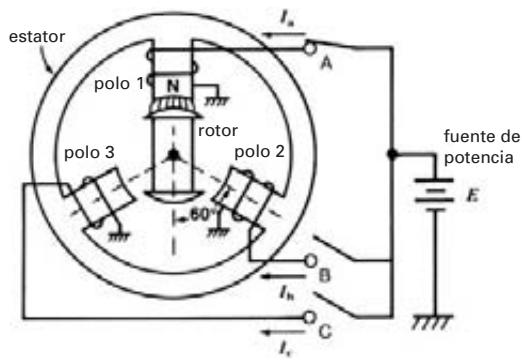
En este capítulo abordaremos el principio de operación de los motores de pasos más comunes, junto con sus propiedades y limitaciones. También estudiaremos los tipos de controles utilizados para accionar estas máquinas.

19.1 Motor de pasos elemental

En la figura 19.1 se muestra un motor de pasos muy simple. Consta de un estator que tiene tres polos salientes y un rotor de 2 polos hecho de hierro dulce. Los devanados se pueden conectar sucesivamente a una fuente de potencia cd por medio de tres interruptores A, B, C.

Cuando los interruptores están abiertos, el rotor puede tomar cualquier posición. No obstante, si cerramos el interruptor A, el campo magnético resultante creado por el polo 1 atraerá al rotor y éste se alineará como se muestra. Si ahora abrimos el interruptor A y cerramos simultáneamente el B, el rotor se alineará con el polo 2. Al hacer esto, girará 60° en sentido contrario al de las manecillas del reloj. Despues, si abrimos el interruptor B y cerramos simultáneamente el C, el rotor girará otros 60° en sentido contrario al de las manecillas del reloj, pero esta vez se alinearán con el polo 3.

Claramente, podemos hacer que el rotor avance en sentido contrario al de las manecillas del reloj en pasos de 60° cerrando y abriendo los interruptores en las

**Figura 19.1**

Motor de pasos simple en el cual cada paso mueve el rotor 60° .

secuencias A, B, C, A, B, C... Además, podemos invertir la rotación operando los interruptores en la secuencia inversa A, C, B, A, C, B... Para fijar la posición final del rotor, el último interruptor que se haya cerrado en una secuencia de apertura y cierre debe permanecer cerrado. Esto retiene al rotor en su última posición y evita que se mueva por la influencia de momentos de torsión externos. En este estado estacionario el motor permanecerá bloqueado siempre que el par o momento de torsión externo no sobrepase el par o *momento de torsión de retención* del motor.

Al pasar de una posición a la siguiente, el movimiento del rotor será influenciado por la inercia y las fuerzas de fricción que entran en juego. A continuación examinaremos la naturaleza de estas fuerzas.

19.2 Efecto de la inercia

Suponga que el motor opera sin carga y que el rotor tiene una baja inercia y poca fricción en los cojinetes. Inicialmente está frente al polo 1. Digamos que esta posición corresponde a la posición angular de grado cero (0°). En el momento en que se abre el interruptor A y se cierra el B, el rotor comenzará a acelerarse en sentido contrario al de las manecillas del reloj hacia el polo 2. Rápidamente adquiere velocidad y pronto llega a la línea de centros del polo 2, donde deberá detenerse. Sin embargo, ahora el rotor se está moviendo con una considerable velocidad y se pasará de la línea de centros. Al hacer esto, el campo magnético del polo 2 ejercerá una fuerza en la dirección opuesta, con lo cual frenará el ro-

tor. El rotor se detendrá y comenzará a moverse en la dirección opuesta (smr). Una vez que haya adquirido velocidad, nuevamente se pasará de la línea de centros del polo 2, donde el campo magnético ejercerá una fuerza en sentido contrario al de las manecillas del reloj.

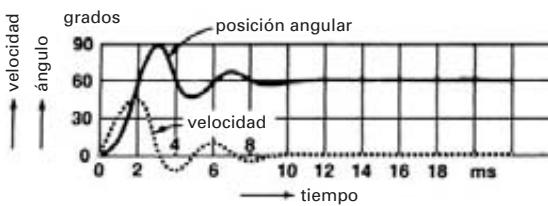
Así, el rotor oscilará como un péndulo en torno a la línea de centros del polo 2. Las oscilaciones cesarán gradualmente a causa de la fricción en los cojinetes. La figura 19.2 muestra la posición angular del rotor como una función del tiempo. El rotor arranca en 0° (centro del polo 1) y llega a 60° (línea de centros del polo 2) después de 2 ms. Sobrepasa la línea de centros por 30° antes de detenerse (a 3 ms). Ahora el rotor se mueve en reversa y de nuevo cruza la línea de centros cuando $t = 4$ ms.

Las oscilaciones continúan de esta manera y su amplitud disminuye gradualmente hasta que el motor se detiene en el instante $t > 10$ ms.

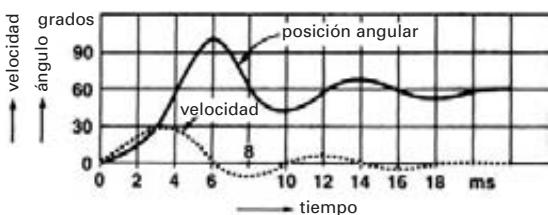
El lector observará que en la figura 19.2 también se trazó la velocidad instantánea del rotor como una función del tiempo. La velocidad se puede dar en revoluciones por segundo, pero para motores de pasos tiene más sentido hablar de grados por segundo. La velocidad es momentáneamente cero en el instante $t = 3$ ms, 5 ms, 7 ms y llega a ser permanentemente cero cuando $t > 10$ ms. La velocidad es máxima siempre que el rotor cruza la línea de centros del polo 2. Como es obvio, las oscilaciones duran un tiempo relativamente largo antes de que el rotor se detenga.

Sin hacer ningún otro cambio, suponga que incrementamos la inercia del rotor montando un volante en el eje. Así, tanto el periodo como la amplitud de las oscilaciones se incrementan cuando la inercia se incrementa. En la figura 19.3, por ejemplo, el tiempo para alcanzar la posición de 60° se ha incrementado de 2 ms a 4 ms. Además, la amplitud de las oscilaciones se ha incrementado. El rotor también tarda más en detenerse (20 ms en lugar de 10 ms).

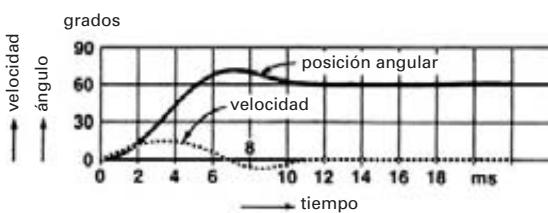
Podemos amortiguar las oscilaciones incrementando la fricción. Por ejemplo, si elevamos lo suficiente la fricción en los cojinetes, podemos suprimir las oscilaciones mostradas en la figura 19.3 para producir sólo un rebote, como se muestra en la figura 19.4. En la práctica, el amortiguamiento se logra por medio de un freno de corriente parásita o un amortiguador viscoso. Un amortiguador viscoso utiliza un fluido, como aceite o aire, para frenar el rotor siempre que está en mo-

**Figura 19.2**

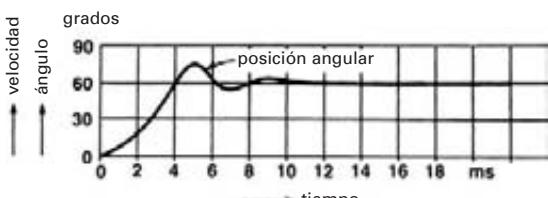
Al moverse del polo 1 al polo 2, el rotor oscila en torno a su posición de 60° antes de detenerse. La velocidad es cero siempre que el rotor llega al límite de su sobrepaso.

**Figura 19.3**

Las mismas condiciones que en la figura 19.2, excepto que la inercia es mayor. El rebase es mayor y el rotor requiere más tiempo para detenerse.

**Figura 19.4**

Las mismas condiciones que en la figura 19.3, excepto que se agregó amortiguación viscosa.

**Figura 19.5**

Las mismas condiciones que en la figura 19.2, excepto que el rotor está acoplado a una carga mecánica.

vimiento. Amortiguación viscosa significa que el efecto de frenado es proporcional a la velocidad; por ello, es cero cuando el rotor está en reposo.

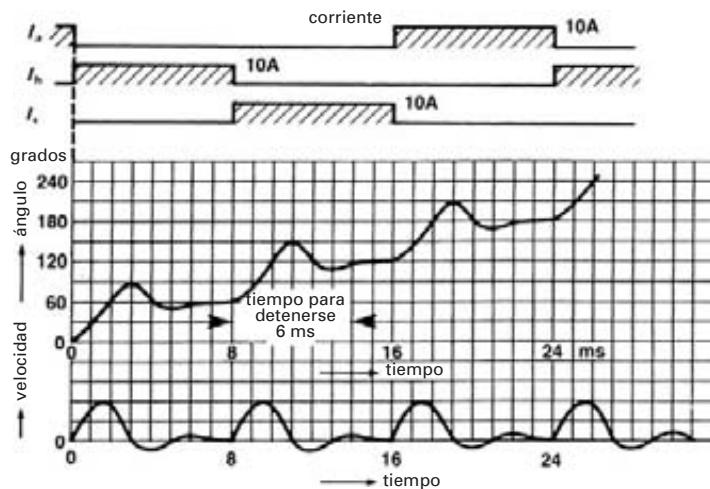
19.3 Efecto de una carga mecánica

Regresemos a la condición mostrada en la figura 19.2, donde el rotor tiene una baja inercia y una pequeña cantidad de amortiguamiento viscoso debido a la fricción en los cojinetes. Si el rotor se acopla a una carga mecánica mientras se está moviendo, el efecto se muestra en la figura 19.5. Como cabría esperar, se requiere más tiempo para que el motor alcance la posición de 60° (compare los 2 ms en la figura 19.2 con los 4 ms en la figura 19.5). Además, el rebase es menor y las oscilaciones se amortiguan con más rapidez.

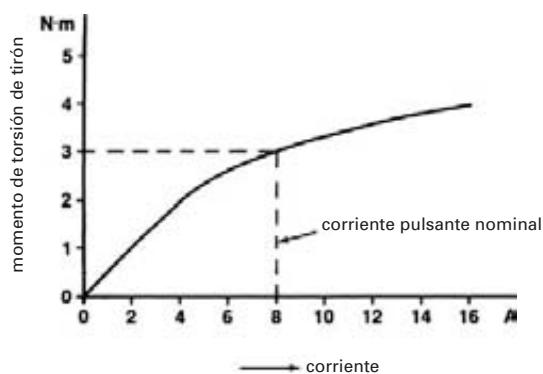
En suma, tanto la carga mecánica como la inercia incrementan el tiempo de la sucesión de pasos. Las oscilaciones también prolongan el tiempo antes de que el rotor se detenga. Por consiguiente, para obtener una rápida respuesta de sucesión de pasos, la inercia del rotor (y su carga) deberá ser tan pequeña como sea posible y las oscilaciones deberán ser suprimidas por medio de un amortiguador viscoso.

El tiempo para pasar de una posición a la siguiente también puede reducirse incrementando la corriente en el devanado. Sin embargo, las limitaciones térmicas provocadas por las pérdidas I^2R dictan la corriente máxima que se puede utilizar.

Regresando a la figura 19.1, excitemos en sucesión los devanados para que el motor gire. La figura 19.6 muestra los pulsos de corriente I_a , I_b , I_c y la posición instantánea del rotor (así como su velocidad) cuando el motor realiza media revolución. Se supone que el motor de pasos tiene algo de inercia y que está impulsando una carga mecánica. Observe que la velocidad del rotor es cero al principio y al final de cada pulso. En esta figura los pulsos duran 8 ms. Por consiguiente, la velocidad de pasos es $1000/8 = 125$ pasos por segundo. Una revolución requiere 6 pasos, así que tarda $6 \div 125 = 0.048$ s en completar una vuelta. Por lo tanto, la velocidad *promedio* es $60/0.048 = 1250$ revoluciones por minuto. No obstante, el motor de pasos gira a pasos discretos intermitentes (arranque y detención) y no tan uniformemente como un motor ordinario.

**Figura 19.6**

Gráfica de los pulsos de corriente, posición angular y velocidad instantánea de un rotor durante los primeros cuatro pasos. Tres pasos (24 ms) producen media revolución.

**Figura 19.7**

Gráfica de momento de torsión de tirón frente a corriente de un motor de pasos; diámetro: 3.4 pulgadas; longitud: 3.7 pulgadas; peso: 5.2 lbm.

19.4 Par o momento de torsión frente a corriente

Como vimos anteriormente, el par o momento de torsión desarrollado por un motor de pasos depende de la corriente. La figura 19.7 muestra la relación entre ambos para un motor de pasos típico. Cuando la corriente es de 8 A, el motor desarrolla un momento de torsión de 3 N·m. Éste es el momento de torsión que el motor puede ejercer mientras se mueve de una posición a la siguiente, por lo que se llama *momento de torsión de tirón*.

Cuando el motor está en reposo, debe continuar fluyendo una corriente de retención en el último devanado que fue excitado para que el rotor permanezca bloquedado en su lugar.

19.5 Velocidad de avance a pasos en el modo de arranque-detención

Cuando el motor de pasos avanza lentamente en el modo de arranque-detención mostrado en la figura 19.6, existe un límite máximo para la velocidad de avance a pasos. Si la velocidad de los pulsos de la corriente en los devanados es demasiado rápida, el rotor es incapaz de seguir con precisión los pulsos, y se perderán los pasos. Esto anula el propósito del motor, que es correlacionar su posición instantánea (pasos) con el número de pulsos (+ y -) netos. Para mantener el sincronismo, el rotor debe detenerse antes de avanzar a la siguiente posición. Recurriendo a la figura 19.6, esto significa que el intervalo entre pasos sucesivos debe ser por lo menos de 6 ms, es decir, la velocidad de avance a pasos está limitada a un máximo de $1000/6 = 167$ pasos por segundo (pps).

Teniendo en cuenta lo que vimos en la sección 19.2, está claro que el número máximo de pasos por segundo depende del momento de torsión de la carga y de la inercia del sistema. Mientras más alta sea la carga y mayor sea la inercia, menor será el número permisible de pasos por segundo.

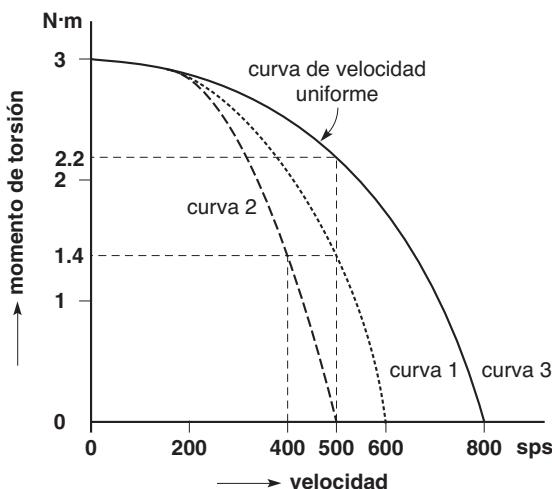


Figura 19.8

Característica de arranque-detención y velocidad uniforme de un motor de pasos típico. Cada paso corresponde a un avance de 1.8 grados.

Curva 1: curva de arranque-detención con sólo la inercia del motor de pasos.

Curva 2: las mismas condiciones que la curva 1, pero con una inercia de carga adicional de $2 \text{ kg}\cdot\text{cm}^2$.

Curva 3: curva de velocidad uniforme.

El modo de avance a pasos de arranque-detención también se conoce como modo de *arranque sin error*. La curva 1 de la figura 19.8 muestra una característica de arranque sin error. Muestra que si el motor de pasos funciona solo, sometido a un momento de torsión de carga de, por ejemplo, $1.4 \text{ N}\cdot\text{m}$, la velocidad de avance a pasos máxima posible, sin que se pierda la cuenta, es de 500 pasos por segundo.

Pero si el motor impulsa un dispositivo que tiene algo de inercia, la velocidad de arranque-detención permisible se reduce a aproximadamente 400 pasos por segundo con el mismo momento de torsión de carga (curva 2).

19.6 Velocidad uniforme

Se puede hacer que un motor de pasos funcione a velocidad uniforme sin detenerse y arrancar a cada paso. Cuando el motor funciona de esta manera se dice que está funcionando a velocidad uniforme. Como el motor funciona esencialmente a velocidad uniforme, no hay efecto de inercia. Por consiguiente, para una velocidad de avance a pasos dada, el motor puede soportar un momento de torsión de carga mayor cuando ésta funciona a velocidad uniforme. La curva 3 de

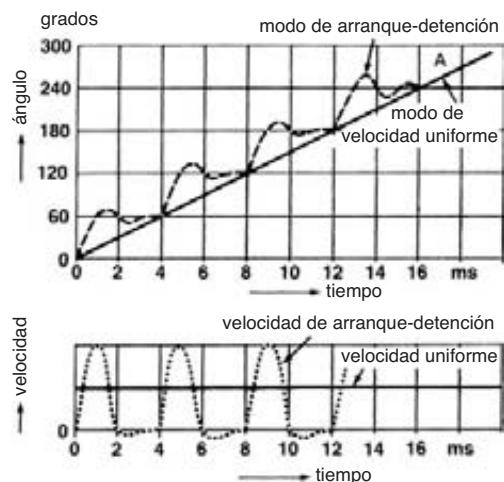


Figura 19.9

- Curva de posición angular contra curva de tiempo cuando el motor de pasos opera en el modo de arranque-detención y en el modo de velocidad uniforme. La velocidad de avance a pasos es la misma en ambos casos.
- Curva de velocidad instantánea contra curva tiempo cuando el motor de pasos opera en el modo de arranque-detención y velocidad uniforme.

la figura 19.8 muestra la relación entre el momento de torsión de la carga y los pasos por segundo cuando el motor funciona a velocidad uniforme. Por ejemplo, el motor puede desarrollar un momento de torsión de $2.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ cuando funciona a velocidad uniforme a 500 pasos por segundo. Sin embargo, si el momento de torsión de la carga excede los $2.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ cuando la velocidad de los pulsos es de 500 pasos por segundo (pps), el motor perderá el paso y la posición (pasos) del rotor ya no corresponderá al número neto de pulsos suministrado a sus devanados.

La figura 19.9 muestra la diferencia entre el modo de arranque-detención y el funcionamiento a velocidad uniforme. Supongamos que el motor está girando a una velocidad promedio de 250 pasos por segundo en ambos casos. Así, el motor realizará el mismo número de pasos por segundo, es decir, 1 paso cada 4 ms. Sin embargo, el ángulo (posición) se incrementa uniformemente con el tiempo cuando el motor funciona a velocidad uniforme, lo cual aparece indicado por la pendiente uniforme de la línea 0A (Fig. 19.9a). La velocidad uniforme correspondiente es constante (Fig. 19.9b).

Por otra parte, en el modo de arranque-detención, el ángulo se incrementa de manera gradual. Por lo tan-

to, la velocidad oscila continuamente entre un máximo y cero, y su valor *promedio* es igual a la velocidad uniforme (Fig. 19.9b).

19.7 Efecto de rampa

Cuando un motor de pasos soporta una carga, no puede pasar repentinamente de cero a una velocidad de avance a pasos de, por ejemplo, 5000 pps. Del mismo modo, un motor que está funcionando a una velocidad uniforme de 5000 pps no se puede detener en un paso. Por lo tanto, el motor se debe acelerar gradualmente. Asimismo, para detener un motor que está funcionando a alta velocidad, se debe desacelerar gradualmente —siempre sujeto a la condición de que la posición instantánea del rotor debe corresponder al número de pulsos. El proceso mediante el cual se acelera o se desacelera un motor se conoce como *efecto de rampa*. Durante la fase de aceleración, el efecto de rampa consiste en un incremento progresivo de los pulsos propulsores por segundo.

Por lo general, la fase de efecto de rampa se completa en una fracción de segundo. La rampa es generada por la fuente de potencia que impulsa el motor de pasos. Además, está programada para que mantenga un control de posición preciso sobre el motor y su carga.

19.8 Tipos de motores de pasos

Existen tres tipos principales de motores de pasos:

- motores de pasos de reluctancia variable
- motores de pasos de imán permanente
- motores de pasos híbridos

Los motores de pasos de reluctancia variable están basados en el principio ilustrado en la figura 19.1. Sin embargo, para obtener pasos angulares pequeños, del orden de 1.8° (en lugar de los saltos de 60° mostrados en la figura), se tiene que modificar la estructura del estator y el rotor para crear muchos más polos. Esto se hace utilizando un rotor circular al que se le hacen ranuras en su periferia. Los dientes creados constituyen los polos salientes del rotor, los cuales pueden ser hasta 100.

En cuanto al estotor, a menudo tiene cuatro, cinco u ocho polos principales, en lugar de los tres mostrados. Sin embargo, las caras de los polos también están ranu-

radas para crear varios dientes. Estos dientes son los polos salientes reales en el estotor. La construcción típica de un estotor de 8 polos dentados se muestra en el inserto circular de la figura 19.13. Para un sistema de propulsión dado, el número de dientes (polos salientes) en el rotor y estotor es el que determina el movimiento angular por cada paso. Son comunes pasos de 18° , 15° , 7.5° , 5° y 1.8° .

Los motores de pasos de imán permanente son similares a los motores de pasos de reluctancia variable, excepto que el rotor tiene polos N y S permanentes. La figura 19.10 muestra un motor de imán permanente con cuatro polos en el estotor y 6 polos en el rotor; los últimos son los imanes permanentes. Debido a los imanes permanentes, el rotor permanece alineado con el último par de polos del estotor que fueron excitados por el controlador. En realidad, el motor desarrolla un momento de torsión de detención que mantiene el rotor en su lugar aun cuando no fluya corriente en los devanados del estotor.

Las bobinas A1, A2 están conectadas en serie, así como las bobinas B1, B2. Partiendo de la posición mostrada, si las bobinas B son excitadas, el rotor recorrerá un ángulo de 30° . Sin embargo, la dirección de rotación depende de la dirección del flujo de corriente. Por lo tanto, si la corriente en las bobinas B produ-

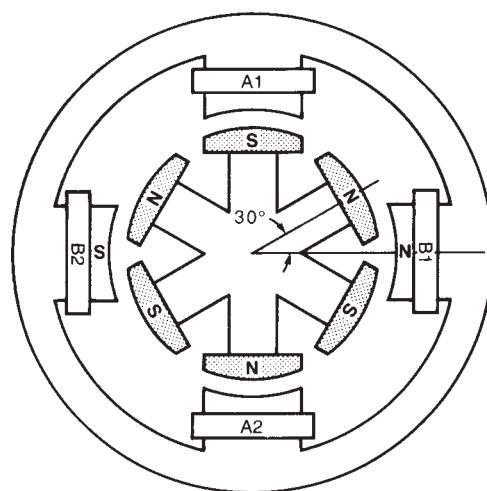
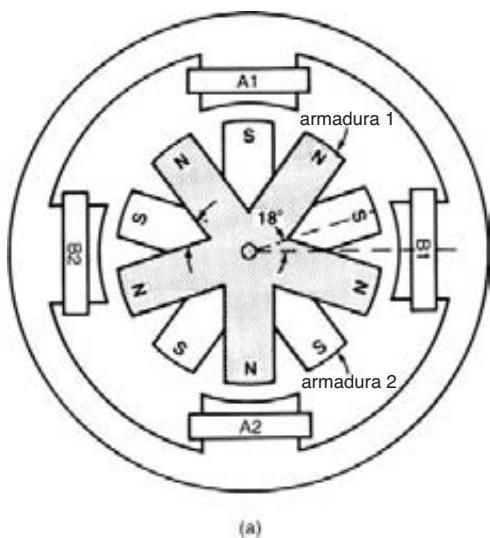


Figura 19.10

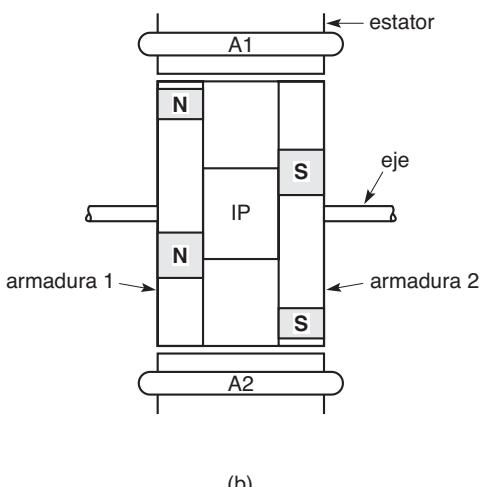
Motor de pasos de imán permanente que avanza 30° por paso.



(a)

Figura 19.11a

Motor híbrido con estator de cuatro polos y dos armaduras de cinco polos montadas en el mismo eje. Los polos salientes de la primer armadura son los polos N, mientras que los de la segunda armadura son los polos S. Cada paso produce un avance de 18° .



(b)

Figura 19.11b

Vista lateral del rotor, que muestra el imán permanente entre las dos armaduras. El estotor de 4 polos es común a ambas armaduras.

ce polos N y S como se muestra en la figura 9.10, el rotor girará en sentido contrario al de las manecillas del reloj. Por lo general, los motores de pasos que tienen que desarrollar una potencia considerable están equipados con imanes permanentes.

Los motores de pasos híbridos tienen dos armaduras de hierro dulce idénticas montadas en el mismo eje. Las armaduras están indexadas de modo que los polos salientes se traslanan internamente. La figura 19.11a muestra dos armaduras de 5 polos que son propulsadas por un estotor de 4 polos. Esta configuración hace que el motor parezca un motor de reluctancia variable. Sin embargo, hay un imán permanente IP entre las armaduras (Fig. 19.11b). Éste produce un campo magnético axial unidireccional, por lo que todos los polos de la armadura 1 son polos N, mientras que los de la armadura 2 son polos S.

Las bobinas A1, A2 del estotor están conectadas en serie, y por lo tanto también las bobinas B1, B2. El motor desarrolla un pequeño momento de torsión de detención a causa del imán permanente, y el rotor permanecerá en la posición mostrada en la figura 19.11a. Si ahora excitamos las bobinas B, el rotor girará 18° , por lo que se alinearán con los polos B del estotor. La dirección de rotación dependerá nuevamente de la dirección del flujo de corriente en las bobinas B.

La figura 19.12 muestra una vista despiezada de un motor de pasos híbrido. La figura 19.13 muestra la construcción especial de un estotor en el cual los imanes permanentes están insertados en las ranuras del estotor, además del imán permanente en el rotor.

La figura 19.14a muestra otro tipo de motor híbrido y la figura 19.14b es una vista de corte transversal de su construcción. Las figuras 19.14c y 19.14d muestran respectivamente las especificaciones y características de momento de torsión-velocidad de este motor. Observe que las características de momento de torsión crítico corresponden a la curva de velocidad uniforme en tanto que la característica de momento de torsión de ajuste a sincronismo corresponde a la curva de arranque sin error.

Es importante mencionar que el número de polos en el estotor de un motor de pasos nunca es igual al número de polos en el rotor. Esta característica es totalmente diferente a la de cualquier otro tipo de motor que hayamos estudiado hasta ahora. De hecho, la diferencia en el número de polos es lo que permite que los motores funcionen a pasos como lo hacen.

**Figura 19.12**

Vista despiezada de un motor de pasos híbrido estándar. El rotor se compone de dos armaduras de hierro dulce con 50 polos salientes cada una. Un pequeño imán permanente está colocado entre las armaduras. El estator tiene 8 polos, cada uno de los cuales tiene 5 polos salientes en su cara. Diámetro externo del motor: 2.2 pulg; longitud axial: 1.5 pulg; peso: 0.8 lb.

(Cortesía de Pacific Scientific, Motor and Control Division, Rockford, IL)

19.9 Devanados de motor y controles asociados

Los motores de pasos utilizan ya sea un devanado *bipolar* o uno *unipolar* en el estator.

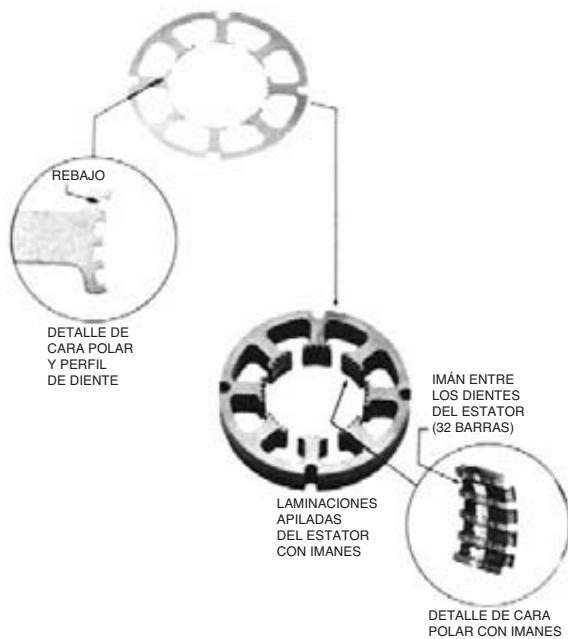
Devanado bipolar. Como se muestra en la figura 19.11, en un estator de 4 polos el devanado bipolar consta de dos juegos de bobinas, A1, A2 y B1 y B2, los cuales están representados esquemáticamente en la figura 19.15. La corriente I_a en el juego de bobinas A se invierte periódicamente, lo cual también sucede con la corriente I_b en el juego de bobinas B. Las bobinas son excitadas por una fuente de cd común, y como los pulsos de las corrientes I_a , I_b deben alternarse, se requiere una forma de conmutación o interrupción. Los inte-

rruptores están representados por los contactos Q1 a Q8. En la práctica, se utilizan transistores como interruptores porque pueden establecer o interrumpir la corriente en los momentos precisos.

Las bobinas pueden ser excitadas secuencialmente de tres maneras: (1) control de onda, (2) control normal y (3) control de medio paso.

En el *control de onda* sólo se excita un juego de bobinas a la vez. La secuencia de conmutación o interrupción para rotación en el sentido de las manecillas del reloj se da en la tabla 19A y los pulsos de corriente I_a , I_b resultantes se muestran en la figura 19.16. Observe que el flujo producido por I_a e I_b gira 90° por cada paso.

En el *control normal* ambos juegos de bobinas son excitados a la vez. La secuencia de conmutación para

**Figura 19.13**

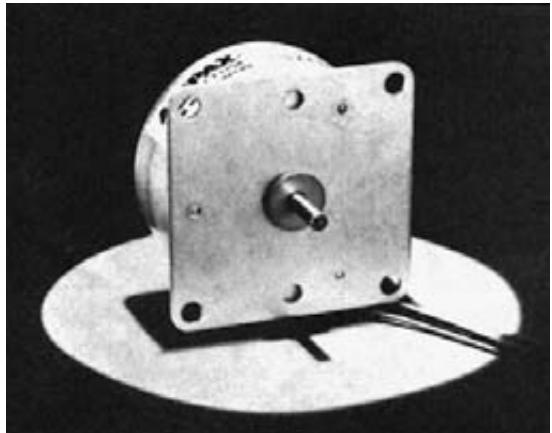
Detalles de la laminación del estator y construcción de un ensamblaje de laminaciones apiladas del estator de motor mejorado. Imanes permanentes de tierras raras insertados en las ranuras del estator además del imán permanente del motor híbrido.

(Cortesía de Pacific Scientific, Motor and Control Division, Rockford, IL)

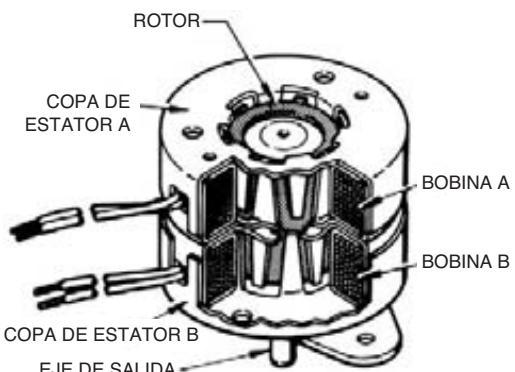
rotación en el sentido de las manecillas del reloj se da en la tabla 19B y los pulsos de corriente resultantes I_a , I_b se muestran en la figura 19.17. Observe que el flujo está orientado justo en medio de los polos en cada paso. Sin embargo, aún gira 90° por cada paso. El control normal desarrolla un momento de torsión un poco mayor que el del control de onda.

El *control de medio paso* se obtiene combinando el control de onda y el control normal. La secuencia de conmutación para rotación en el sentido de las manecillas del reloj se da en la tabla 19C y los pulsos de corriente I_a , I_b resultantes se muestran en la figura 19.18. Ahora el flujo gira sólo 45° por cada paso. La ventaja principal del control de medio paso es que mejora la resolución de posición y tiende a reducir el problema de resonancia.

Devanado unipolar. El devanado unipolar consta de dos bobinas por cada polo en lugar de sólo una (Fig. 19.19a). Unipolar significa que la corriente en un devanado siempre fluye en la misma dirección. El juego de

**Figura 19.14a**

Vista externa de un motor de pasos híbrido. Está equipado con devanados bipolares para que opere a 5 V. Diámetro externo del motor: 1.65 pulgadas; longitud axial: 0.86 pulg; peso: 5.1 oz. (Cortesía de AIRPAX © Corporate)

**Figura 19.14b**

Vista de corte transversal del motor de pasos híbrido mostrado en la figura 19.14a.

(Cortesía de AIRPAX © Corporate)

bobinas A1, A2 produce flujo en la dirección opuesta al juego de bobinas 1A, 2A. Por consiguiente, cuando operan en secuencia, se produce un flujo alterno. La ventaja del devanado unipolar es que el número de transistores conmutadores se reduce de 8 a 4 y la respuesta transitoria es un poco más rápida. La figura 19.19b muestra el diagrama esquemático de los devanados y la secuencia de conmutación para un control de onda. El flujo gira exactamente de la misma manera que se muestra en la figura 19.16.

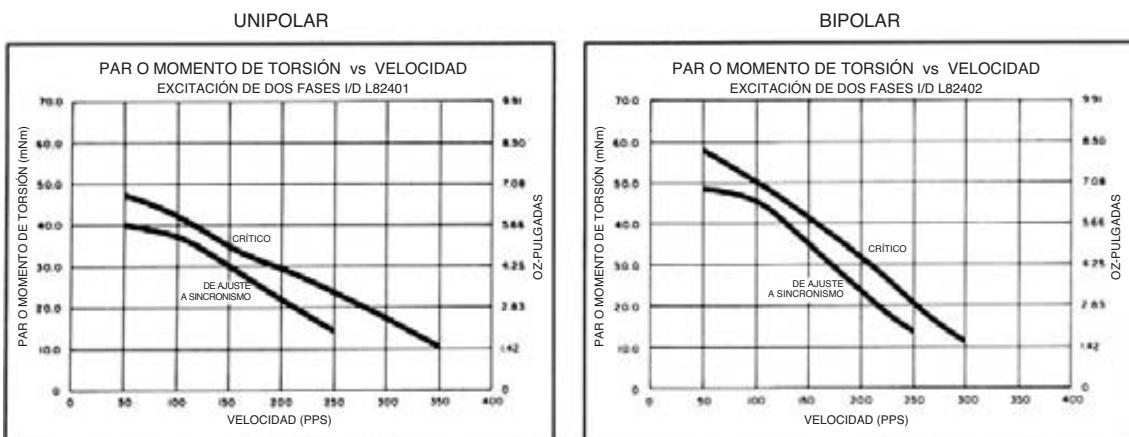
Especificaciones

Pedido Núm. de parte (Aregar sufijo)	L82401		L82402	
	Unipolar		Bipolar	
Designación de sufijo	-P1	-P2	-P1	-P2
Voltaje de CD de operación	5	12	5	12
Resistencia por cada devanado Ω	9.1	52.4	9.1	52.4
Inducción por cada devanado mH	7.5	46.8	14.3	77.9
Momento de torsión de retención mNm/oz-pulg*	73.4/10.4		87.5/12.4	
Momento de inercia del rotor $g \cdot m^2$			12.5×10^{-4}	
Momento de torsión de detención mNm/oz-pulg			9.2/1.3	
Ángulo recorrido por paso			7.5°	
Tolerancia de ángulo recorrido por paso*			.5°	
Pasos por revolución			48	
Temperatura máxima de operación			100°C	
Rango de temperatura ambiente				
Operación			-20°C a 70°C	
Almacenamiento			-40°C a 85°C	
Tipo de cojinete			Casquillo de bronce	
Resistencia de aislante a 500 Vcd			100 megaohms máx	
Voltaje de resistencia dieléctrica			650 ± 50 VRMS 60 Hz durante 1 a 2 segundos	
Peso g/oz			144/5.1	
Conductores			26 AWG	

* Medido con 2 fases energizadas.

Figura 19.14c

Especificaciones del motor de pasos híbrido mostrado en la figura 19.14a. El motor puede ser construido para operación unipolar o bipolar con un voltaje de excitación nominal de 5 o 12 V.
(Cortesía de AIRPAX © Corporate)



NOTA: Las curvas de arriba son típicas.

Figura 19.14d

Características típicas de momento de torsión-velocidad del motor de pasos híbrido mostrado en la figura 19.14a. La curva de momento de torsión crítico corresponde a las características de funcionamiento a velocidad uniforme; la curva de momento de torsión de ajuste a sincronismo corresponde a la característica de arranque sin error.
(Cortesía de AIRPAX © Corporate)

19.10 Operación a alta velocidad

Hasta aquí, hemos supuesto que el pulso de corriente en un devanado se eleva de inmediato hasta su valor nominal I al principio del pulso y que se reduce inmediatamente a cero al final del intervalo de pulso T_p (Fig. 19.20a). En la práctica, esto no sucede debido a la in-

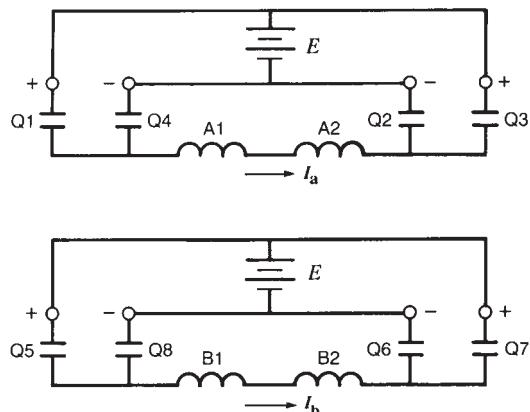


Figura 19.15

Diagrama esquemático que muestra la forma en que las bobinas A1, A2 y B1, B2 están conectadas a la fuente de cd común por medio de los interruptores Q1 a Q8. La fuente de cd se muestra dos veces para simplificar el diagrama de conexión.

TABLA 19A SECUENCIA DE CONMUTACIÓN DE ONDA PARA ROTACIÓN EN EL SENTIDO DE LAS MANECILLAS DEL RELOJ

Paso	1	2	3	4	1
Q1	Q2	on	—	—	—
Q3	Q4	—	—	on	—
Q5	Q6	—	on	—	—
Q7	Q8	—	—	—	on

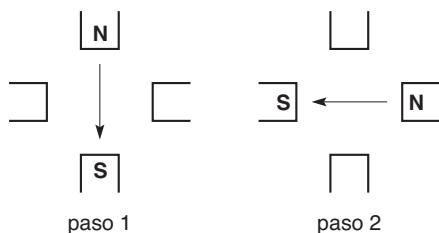


Figura 19.16

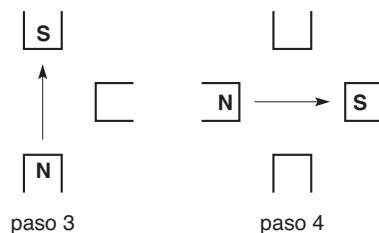
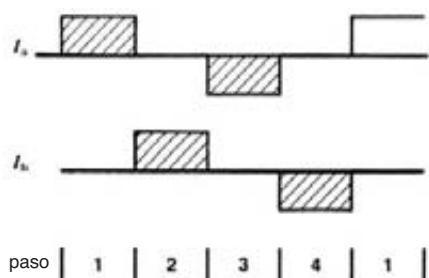
Pulsos de corriente en un control de onda y las posiciones del flujo resultante en cada paso. Vea la secuencia de conmutación en la tabla 19A.

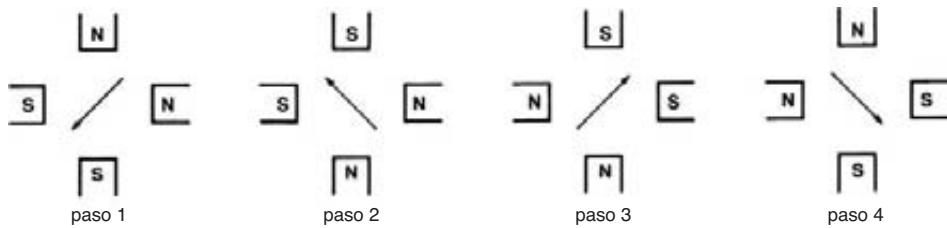
ductancia de los devanados. Si un devanado tiene una inductancia de L henrys y una resistencia de R ohms, su constante de tiempo T_o es igual a L/R segundos.

Conectemos la bobina a una fuente de cd de E volts mediante un transistor (Fig. 19.20b). Se conecta un diodo (D) a través de los devanados para evitar que el alto voltaje inducido destruya el transistor conmutador en el momento en que interrumpe el flujo de corriente. La corriente resultante tiene la forma dada en la figura 19.20d.

¿Cómo podemos explicar la forma de este pulso? Cuando el transistor es activado, la corriente transitoria i_1 sólo alcanza su valor nominal $I = E/R$ después de aproximadamente 3 constantes de tiempo, es decir $3 T_o$ segundos. Luego, cuando el transistor interrumpe la corriente de línea, la corriente transitoria i_2 continúa fluyendo en la bobina durante aproximadamente $3 T_o$ segundos (Fig. 19.20c). Si comparamos este pulso de corriente con el pulso de corriente ideal mostrado en la figura 19.20a, observaremos dos hechos importantes:

1. Como la corriente no llega de inmediato a su valor final cuando el transistor es activado, el par o momento de torsión inicial desarrollado por el motor de pasos es más pequeño de lo normal. En consecuencia, el rotor no se mueve tan rápido como podríamos esperar.
2. Cuando se desactiva el transistor, la corriente i_2 continúa circulando en el lazo de la bobina/diodo.



**Figura 19.17**

Pulsos de corriente en un control normal y las posiciones del flujo resultante en cada paso. Vea la secuencia de commutación en la tabla 19.B..

TABLA 19B SECUENCIA DE CONMUTACIÓN NORMAL PARA ROTACIÓN EN EL SENTIDO DE LAS MANECILLAS DEL RELOJ

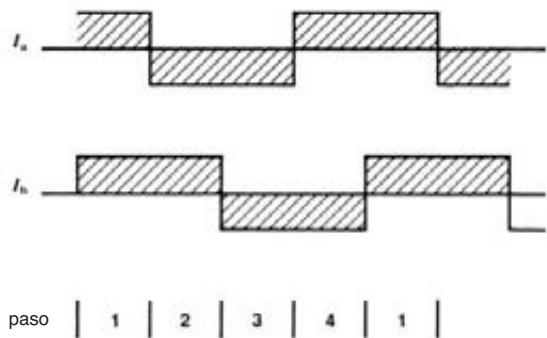
	Paso	1	2	3	4	1
Q1	Q2	on	—	—	on	on
Q3	Q4	—	on	on	—	—
Q5	Q6	on	on	—	—	on
Q7	Q8	—	—	on	on	—

Por consiguiente, la duración efectiva del pulso es $T_p + 3 T_o$ en lugar de T_p . El hecho de que el pulso sea prolongado por el componente $3 T_o$ significa que no podemos conmutar de una bobina a la siguiente tan rápido como hubiéramos pensado.

El pulso más corto posible que aún permite que la corriente se eleve a su valor nominal I tiene una longitud de $6 T_o$ segundos (Fig. 19.20e). Se compone de $3 T_o$ segundos (la corriente se eleva a su valor nominal) más otros $3 T_o$ (la corriente se reduce de I a cero). Sucede entonces que los devanados de los motores de pasos tienen constantes de tiempo T_o que van de aproximadamente 1 ms a 8 ms. Por lo tanto, la duración de un paso no puede ser menor a $6 \times 1 = 6$ ms. Esto corresponde a una velocidad máxima de avance a pasos de aproximadamente $1000/6 = 166$ pasos por segundo. Estas velocidades de avance a pasos son lentas, pero se utilizan varios medios para incrementarlas.

19.11 Modificación de la constante de tiempo

Una forma de aumentar la velocidad de avance a pasos es reducir la constante de tiempo T_o . Esto se puede hacer agregando una resistencia externa a los devanados del motor y elevando el voltaje de cd de modo que fluya la misma cantidad de corriente nominal I . Esta dis-



posición se muestra en la figura 19.21. El valor del resistor externo es 4 veces el de la resistencia R de bobina, y el voltaje de cd se eleva de E a $5E$ volts. Como resultado, la constante de tiempo se reduce por un factor de 5 (L/R a $L/5R$). Esto significa que la velocidad máxima de avance a pasos se puede incrementar por el mismo factor. Por lo tanto, es posible alcanzar velocidades de avance a pasos del orden de 1000 por segundo.

Las únicas desventajas de esta solución son las siguientes:

1. La fuente de potencia es más cara porque tiene que suministrar 5 veces más potencia (el voltaje es $5E$ en lugar de E).
2. Se desperdicia mucha potencia en el resistor externo, lo que significa que la eficiencia del sistema es muy baja. La baja eficiencia no es tan importante en motores de pasos pequeños que desarrollan sólo unos cuantos watts de potencia mecánica. Pero los motores de pasos de acción rápida en el rango de 100 W se deben controlar por otros medios.

19.12 Control de dos niveles

Los controles de dos niveles nos permiten obtener tiempos rápidos de incremento y reducción de corrien-

TABLA 19C SECUENCIA DE CONMUTACIÓN DE MEDIO PASO PARA ROTACIÓN EN EL SENTIDO DE LAS MANECILLAS DEL RELOJ

Paso	1	2	3	4	5	6	7	8	1
Q1	Q2	on	on	—	—	—	—	—	on
Q3	Q4	—	—	—	on	on	on	—	—
Q5	Q6	—	on	on	on	—	—	—	—
Q7	Q8	—	—	—	—	—	on	on	—

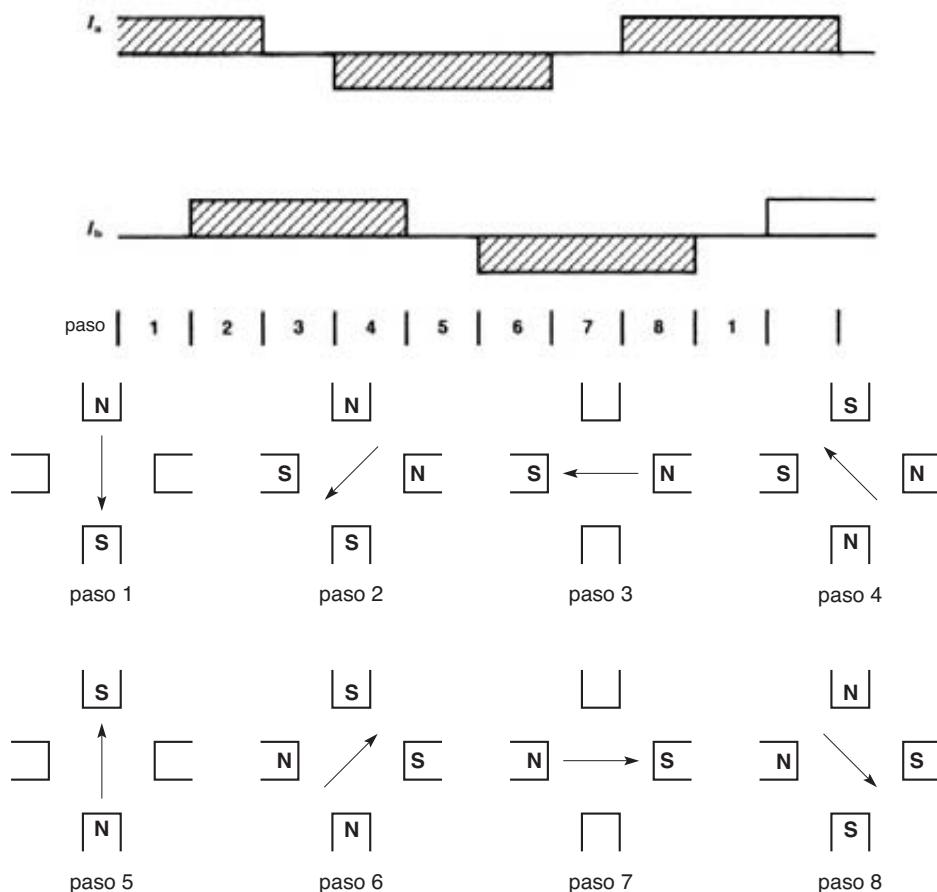
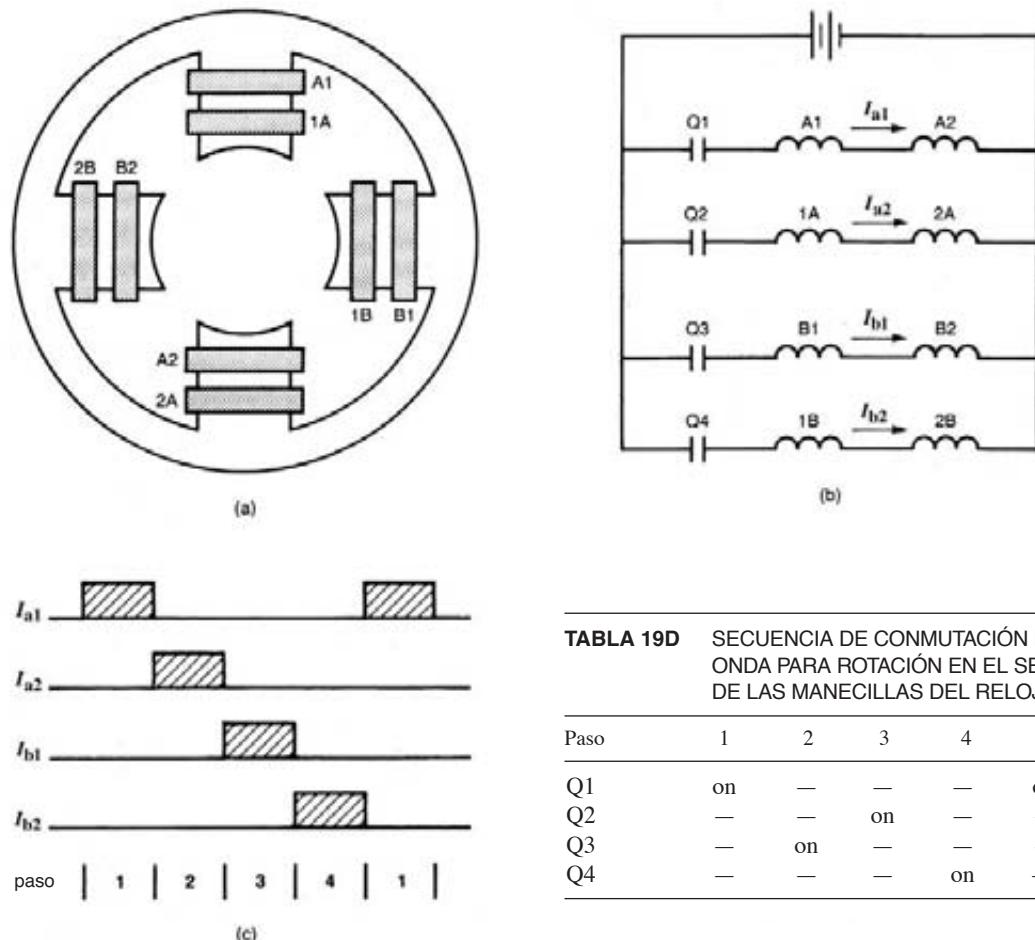


Figura 19.18

Pulsos de corriente en un control de medio paso y posiciones del flujo resultantes en cada paso. Véase la tabla 19C para la secuencia de conmutación.

te sin utilizar resistores externos. Podemos entender el principio de un **control de dos niveles** recurriendo a la figura 19.22a. Los interruptores Q1 y Q2 representan transistores que abren y cierran el circuito como se explica a continuación. Se utilizarán valores numéricos

para explicar cómo se comporta el circuito. Por lo tanto, se supone que el devanado tiene una resistencia de 0.3Ω , una inductancia de 2.4 mH y una corriente nominal de 10 A . La fuente de potencia es de 60 V con una toma de 3 V . De este modo, si se aplicara el volta-

**Figura 19.19**

- Disposición de las bobinas en un devanado unipolar de 4 polos.
- Diagrama esquemático de bobinas, interruptores y fuente de potencia en un control unipolar.
- Pulsos de corriente en un control de onda con devanado unipolar. El flujo gira de la misma manera que un devanado bipolar. Vea la secuencia de conmutación en la tabla 19D.

je permanentemente, la corriente resultante en el devanado sería $60 \text{ V}/0.3 \Omega = 200 \text{ A}$, que es mucho mayor que la corriente nominal de 10 A.

Inicialmente, el interruptor Q1 está cerrado. El pulso de corriente se inicia cerrando Q2. La corriente comienza a fluir entonces como se muestra en la figura 19.22b.

La constante de tiempo de este circuito electrónico es $T_o = 2.4 \text{ mH}/0.3 \Omega = 8 \text{ ms}$. La tasa inicial de

TABLA 19D SECUENCIA DE CONMUTACIÓN DE ONDA PARA ROTACIÓN EN EL SENTIDO DE LAS MANECILLAS DEL RELOJ

Paso	1	2	3	4	1
Q1	on	—	—	—	on
Q2	—	—	on	—	—
Q3	—	on	—	—	—
Q4	—	—	—	on	—

aumento de la corriente corresponde a una línea recta OP que llega a 200 A en 8 ms. Así, la corriente en la bobina se eleva a razón de $200 \text{ A}/8 \text{ ms} = 25\,000 \text{ A/s}$. Por consiguiente, el tiempo para llegar a 10 A es $10/25\,000 = 0.4 \text{ ms}$ (Fig. 19.22c).

En cuanto la corriente llega a su valor nominal, el interruptor Q1 se abre, lo cual hace que la corriente siga la nueva trayectoria mostrada en la figura 19.22d.

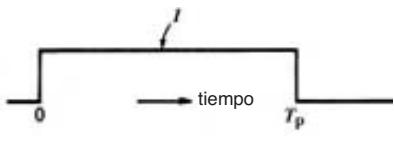


Figura 19.20a

Pulso de corriente ideal en un devanado.

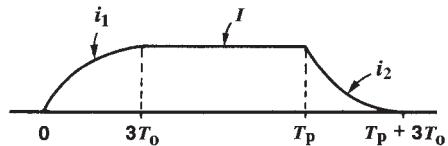


Figura 19.20d

Pulso de corriente real.

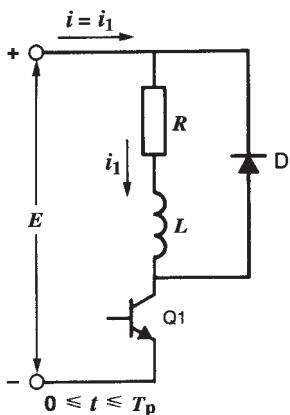


Figura 19.20b

Circuito típico de un transistor conmutador y bobina conectada a una fuente de cd. El diodo protege el transistor contra el sobrevoltaje.

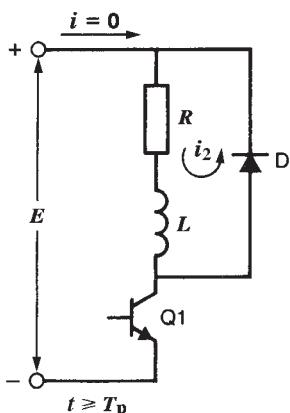


Figura 19.20c

Corriente transitoria en bobina y diodo cuando el transistor está desactivado.

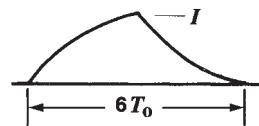


Figura 19.20e

Pulso de corriente más corto posible que aún alcanza la corriente nominal I .

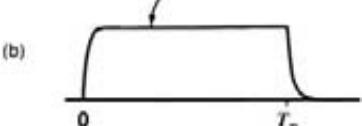
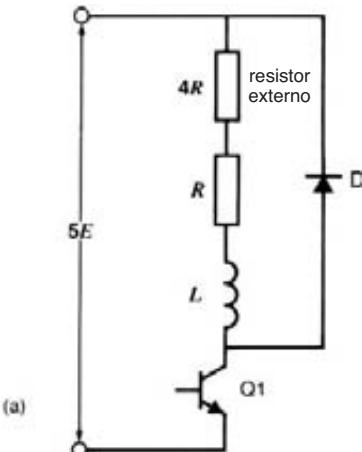
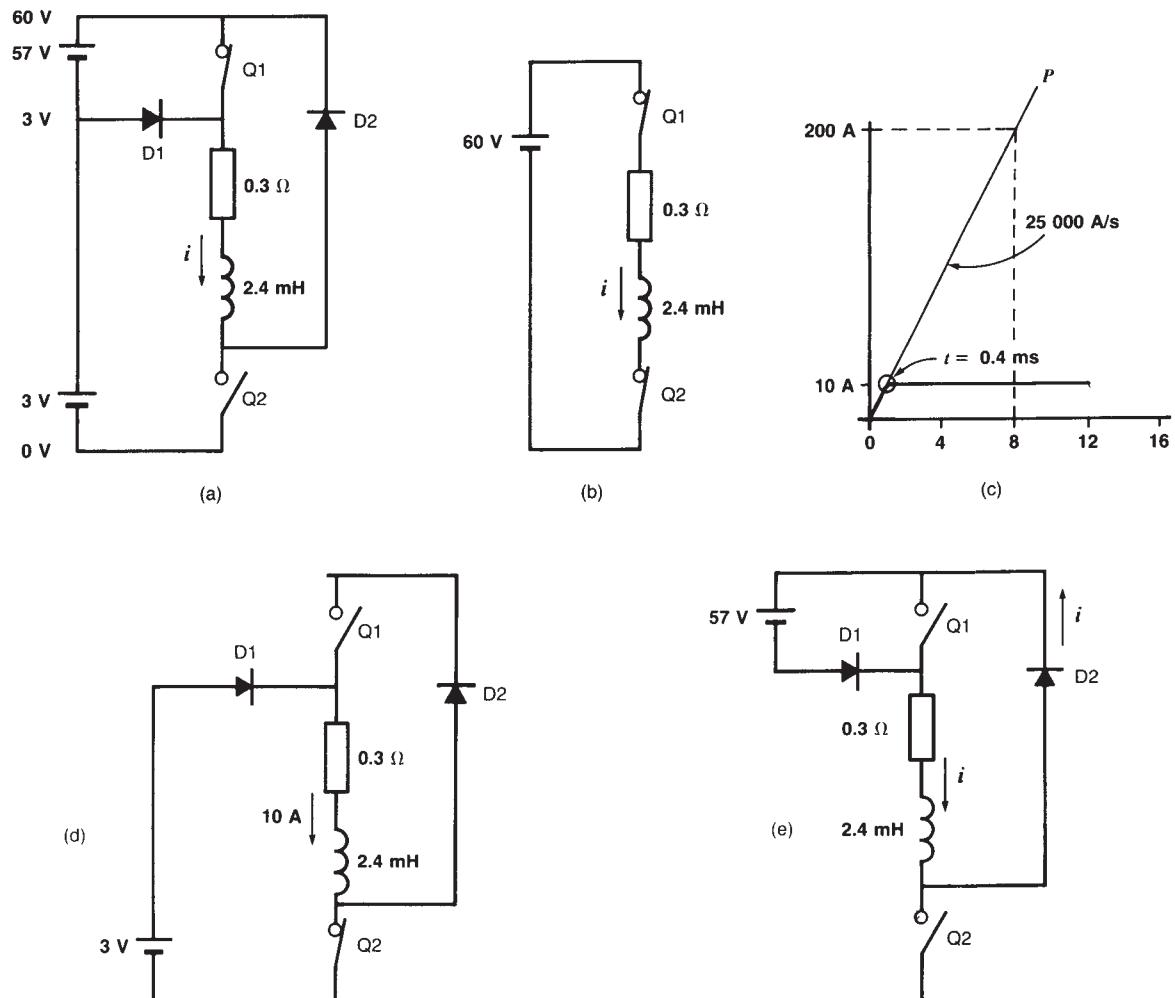


Figura 19.21

- Circuito para incrementar la tasa de aumento y reducción de la corriente en la bobina.
- Pulso de corriente resultante. Compare con la figura 19.20d.

**Figura 19.22**

- Circuito de un control de dos niveles cuando la corriente en la bobina es cero.
- Circuito equivalente cuando la corriente se está incrementando.
- Tasa de incremento de la corriente y tiempo para llegar a 10 A.
- Circuito equivalente cuando la corriente en la bobina es constante.
- Circuito equivalente cuando la corriente en la bobina está disminuyendo.

Ahora la corriente es alimentada por la fuente de 3 V y permanece fija a $3 \text{ V}/0.3 \Omega = 10 \text{ A}$.

La corriente permanecerá en este valor hasta que deseenmos finalizar el pulso, por ejemplo, después de 5 ms. Para determinar el pulso abrimos Q2, con lo cual la corriente sigue la trayectoria mostrada en la figura 19.22e.

Ahora la fuente de 57 V trata de impulsar una corriente opuesta a i en la bobina, por lo que i disminuirá. La constante de tiempo del circuito es de nuevo 8 ms, así que la corriente decrecerá a razón de $57/60 \times 25\,000 = 23\,750 \text{ A/s}$. Por lo tanto, llegará a ser cero luego de un intervalo de tiempo de $10/23\,750 = 0.42 \text{ ms}$. Cuando la

corriente llega a cero, Q1 se cierra. Esto hace que la corriente permanezca en cero hasta que inicie el siguiente pulso. La forma del pulso resultante se muestra en la figura 19.22f, junto con la secuencia de conmutación Q1, Q2 que la produce.

Además de los controles de dos niveles, también se utilizan *controles recortadores*. Su principio de operación es similar al método de dos niveles, excepto que la corriente se mantiene constante durante la parte plana del pulso activando y desactivando repetidamente el alto voltaje (60 V) en lugar de utilizar un bajo voltaje de cd fijo (3 V). Los recortadores se describen en el capítulo 21.

Los controles electrónicos de motores de pasos se han vuelto muy complejos. En las figuras 19.23 y 19.24 se muestran algunos de estos controles de tarjeta de circuitos, junto con los motores que controlan.

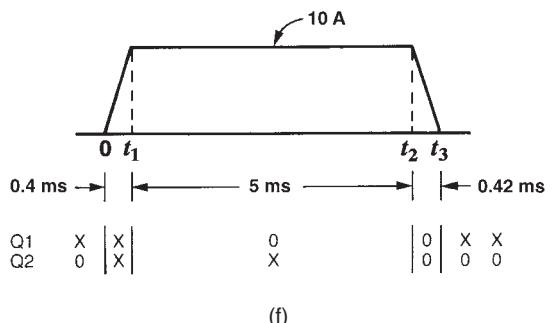


Figura 19.22f

Forma de onda del pulso utilizando un control de dos niveles. Observe la secuencia de conmutación de Q1 y Q2 que la crea (x = cerrado, o = abierto).

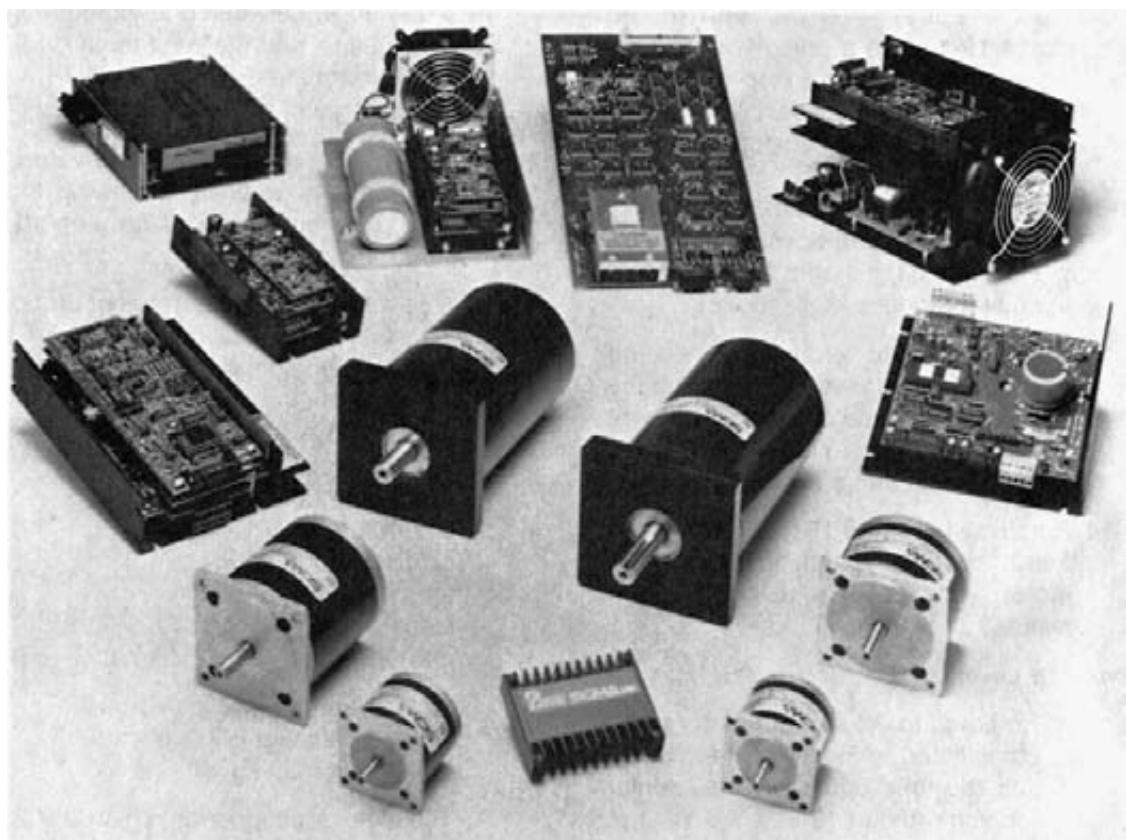


Figura 19.23

Controles electrónicos típicos y los motores de pasos que controlan.

(Cortesía de Pacific Scientific, Motor and Control Division, Rockford, IL)

19.13 Inestabilidad y resonancia

Cuando un motor de pasos está operando a ciertas velocidades uniformes, puede volverse inestable. El rotor puede girar de manera irregular o simplemente vibrar sin girar más. Esta inestabilidad, conocida también como resonancia, se debe a la vibración natural del motor de pasos, la cual se manifiesta en uno o más rangos de velocidades. Por ejemplo, el rango de inestabilidad puede quedar entre 2000 pps y 8000 pps. No obstante, es posible permanecer dentro de este rango sin perder el paso, con lo cual se logran velocidades uniformes estables de entre 8000 y 15 000 pps.

19.14 Motores de pasos y controles lineales

La mayoría de los motores de pasos están acoplados a un tornillo de avance que permite convertir el movimiento giratorio en desplazamiento lineal. Suponga, por ejemplo, que un motor de pasos que realiza 200 pasos por revolución está acoplado a un tornillo de avance cuyo paso es de 5 cuerdas por pulgada. El motor tiene que realizar $200 \times 5 = 1000$ pasos para producir un movimiento lineal de 1 pulgada. Por consiguiente, cada paso produce un desplazamiento de 0.001 pulgadas. Contando los pulsos con precisión, podemos posicionar una máquina herramienta, un brazo X-Y y así sucesivamente, con una precisión de una milésima de pulgada a lo largo de todo el movimiento deseado.

Esta gran precisión sin retroalimentación es la razón por la cual los motores de pasos son tan útiles en sistemas de control.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 19-1 ¿Cuál es el uso principal de los motores de pasos?
- 19-2 ¿Cuál es la diferencia entre un motor de pasos de reluctancia y uno de imán permanente?
- 19-3 Describa la construcción de un motor de pasos híbrido.
- 19-4 Un motor de pasos avanza 2.5° por cada paso. ¿Cuántos pulsos se requieren para completar 8 revoluciones?
- 19-5 Explique el significado de *control normal*, *control de onda* y *control de medio paso*.

Nivel intermedio

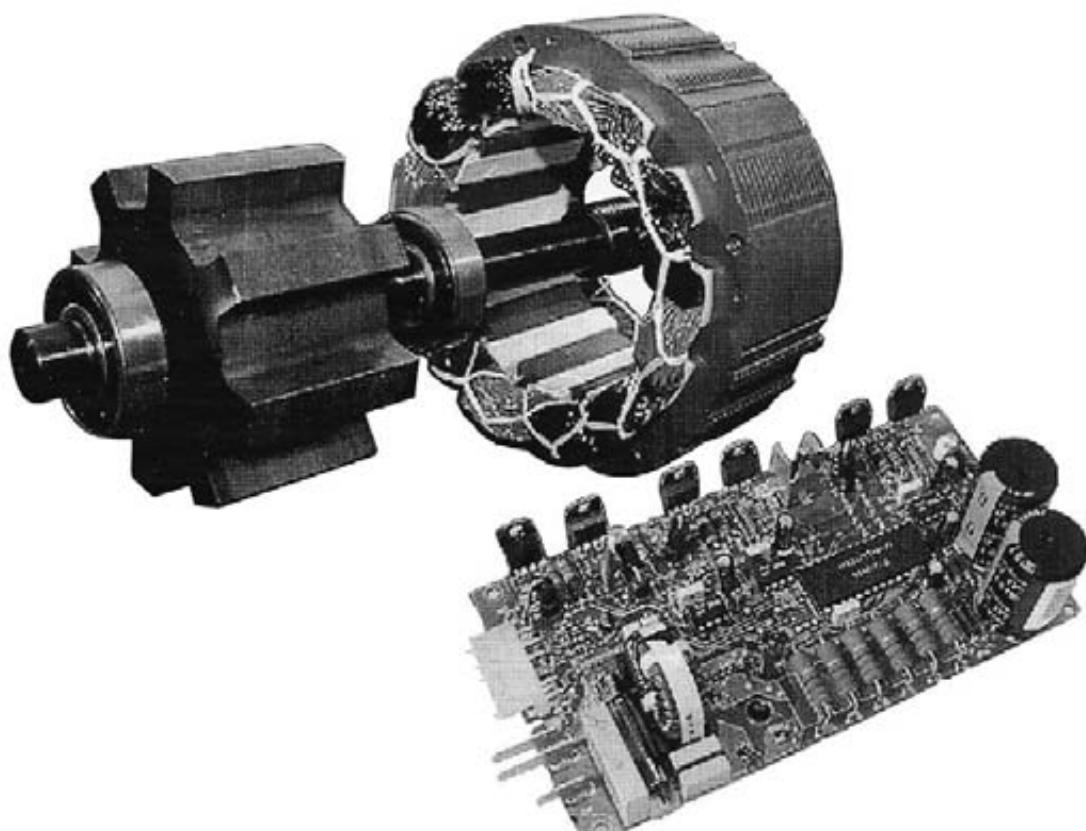
- 19-6 El rotor de 2 polos mostrado en la figura 19.1 es reemplazado por un rotor de 4 polos. Calcule el nuevo movimiento angular por pulso.
- 19-7 ¿Por qué se emplea amortiguación viscosa en motores de pasos?
- 19-8 Cuando un motor de pasos está funcionando apropiadamente en modo de aceleración o desaceleración o de velocidad uniforme, cada pulso corresponde a un ángulo preciso de rotación. ¿Falso o verdadero?
- 19-9 El motor de pasos de la figura 19.10 es controlado por una serie de pulsos cuya duración es de 20 ms. ¿Cuánto tiempo se requerirá para que el rotor realice una revolución completa?
- 19-10 Un motor de pasos gira 1.8° por cada paso. Impulsa un tornillo de avance cuyo paso es de 20 cuerdas por pulgada. A su vez, el tornillo de avance le transmite movimiento lineal a una herramienta de corte. Si el motor pulsa 7 veces, ¿cuánto se mueve la herramienta de corte?
- 19-11 Un motor de pasos avanza 7.5° por pulso. Si su característica de momento de torsión-velocidad es la de la figura 19.8, calcule la potencia [watts] que desarrolla cuando funciona a velocidad uniforme
 - a. A 500 pasos por segundo
 - b. A 200 pasos por segundo
- 19-12 Un motor de pasos similar al mostrado en la figura 19.14 tiene un devanado bipolar. Opera en el modo de arranque-detención a una velocidad de 150 pulsaciones por segundo (vea la figura 19.14d).
 - a. ¿Cuál es el momento de torsión máximo que puede desarrollar?
 - b. ¿Cuánta potencia mecánica (milicaballos de fuerza) desarrolla?
 - c. ¿Cuánta energía mecánica [J] produce en 3 segundos?
- 19-13 Para un par de carga dado, la velocidad de avance a pasos se puede aumentar incrementando las tasas de aumento y disminución de la corriente en los devanados. Mencione dos maneras de hacer esto.

- 19-14 De acuerdo con la figura 19.14d, ¿cuál es la velocidad uniforme máxima del motor unipolar, expresada en revoluciones por minuto?

Nivel avanzado

- 19-15 a. Remitiéndose a las propiedades del motor de pasos dadas en la figura 19.14c, calcule la constante de tiempo de un devanado bipolar de 12 V.
 b. Si se aplican los 12 V al devanado, ¿cuánto tiempo se requerirá aproximadamente para que la corriente alcance su valor final?
 c. ¿Cuál es el valor final de la corriente en el devanado?
- 19-16 Cada una de las dos armaduras de un motor de pasos híbrido tiene 50 polos salientes (dientes). Calcule lo siguiente:
 a. El ángulo entre dos dientes sucesivos en una armadura.
 b. El ángulo entre un diente en una armadura y el siguiente diente en la otra armadura.
 c. El ángulo de avance por pulso.
- 19-17 ¿Por qué un motor de pasos puede desarrollar un momento de torsión más grande cuando funciona a velocidad uniforme que cuando lo hace en el modo de arranque-detención?
- 19-18 Un poderoso motor de pasos de imán permanente utilizado para posicionar una válvula tiene las siguientes especificaciones:
 devanado: bipolar
 corriente: 13 A
 resistencia de devanado: $60 \text{ m}\Omega$
 inductancia de devanado: 33 mH
 momento de torsión de detención: 0.16 N·m
 momento de torsión estático: 9.5 N·m
 momento de torsión a 50 pps: 8 N·m
 pasos por revolución: 200
 inercia del rotor: $0.7 \times 10^{-3} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$
 Diámetro del motor: 4.2 pulg
 Longitud axial del motor: 7.0 pulg
 Peso del motor: 9 kg
- El motor es controlado por un recortador a 65 V y desarrolla un momento de torsión de 2.2 N·m a 10 000 pps. Calcule lo siguiente:
 a. La velocidad [r/min] y potencia [hp] del motor cuando funciona a 10 000 pps.
 b. La constante de tiempo de los devanados [ms].
 c. El tiempo para alcanzar 13 A cuando se aplican 65 V al devanado [μs].
- Aplicación industrial*
- 19-19 El par o momento de torsión de retención de un motor de pasos es el momento de torsión estático máximo que puede ejercer cuando está excitado. El momento de torsión de detención es el momento de torsión máximo que un motor de pasos no excitado puede ejercer cuando está equipado con un imán permanente. Se sabe que un motor de pasos tiene un momento de torsión de retención de 74 oz·pulg y un momento de torsión de detención de 11 oz·pulg. Exprese estos valores en unidades SI (N·m).
- 19-20 Los devanados de un motor de pasos poseen una resistencia de 26Ω y una inductancia de 33 mH. ¿Qué valor de resistencia deberá conectarse en serie a cada devanado para que la constante de tiempo sea de 400 microsegundos?
- 19-21 Un motor de pasos unipolar está diseñado para operar entre 0 y 100 °C. La constante de tiempo a 25 °C es de 1.32 ms. Calcule la constante de tiempo a 100 °C.
- 19-22 Se plantea utilizar un motor de pasos L82402 de 12 V, cuyas características se muestran en la figura 19.14c, para hacer girar un disco metálico que tiene un momento de inercia de $80 \times 10^{-6} \text{ g}\cdot\text{m}^2$. La velocidad deseada es de 250 r/min. El disco roza con un elemento estacionario, el cual ejerce un par o momento de torsión por fricción T_F constante.
 a. ¿Cuántos pulsos se requieren por segundo para producir una velocidad de 250 r/min?
 b. Se desea que el motor opere en el modo de arranque-detención utilizando la velocidad de los pulsos calculada en (a). ¿Qué par o momento de torsión de ajuste a sincronismo desarrolla en estas condiciones?

- c. ¿Qué par o momento de torsión se requiere para acelerar el disco metálico de cero a 250 r/min?
- d. ¿Cuál es el par o momento de torsión por fricción máximo permisible?
- 19-23 Un motor de pasos avanza 1.8° por impulso, y su velocidad uniforme está limitada a 1200 pulsos por segundo. Se desea impulsar una máquina herramienta a una velocidad de 500 r/min. ¿Se puede alcanzar este objetivo acoplando el dispositivo directamente al motor? Si no, ¿puede usted sugerir una solución?

**Figura 19.24**

Rotor, estator y controlador de velocidad electrónico de un motor de reluctancia conmutada (SR, por sus siglas en inglés). El rotor de 8 polos y el estator de 12 polos se utilizan para controlar una máquina lavadora horizontal. El motor SR tiene una capacidad nominal de 3/4 hp, una capacidad pico de 1.5 hp y puede alcanzar velocidades de 13 000 r/min.

El estator tiene un diámetro externo de 140 mm y un apilamiento de 50 mm. El controlador electrónico suministra potencia trifásica pulsante al estator. Toda la unidad está diseñada para operar a partir de una fuente monofásica de 120 V y 60 Hz. Los motores de reluctancia conmutada operan bajo el mismo principio que los motores de pasos. (Cortesía of Emerson Electric)

PARTE TRES

Controles eléctricos y electrónicos

CAPÍTULO 20

Fundamentos de control de motores industriales

20.0 Introducción

El control industrial, en su sentido más amplio, comprende todos los métodos utilizados para controlar el desempeño de un sistema eléctrico. Cuando se aplica a maquinaria, implica arranque, aceleración, inversión de rotación, desaceleración y paro de un motor y su carga. En este capítulo estudiaremos el control eléctrico (pero no electrónico) de motores de corriente alterna trifásicos. Nuestro estudio se limita a circuitos elementales porque los industriales por lo general son demasiado complejos para explicarlos con brevedad. Sin embargo, los principios básicos cubiertos aquí se aplican a cualquier sistema de control, sin importar qué tan complejo pudiera ser.

20.1 Dispositivos de control

Todo circuito de control consta de varios componentes básicos conectados entre sí para lograr el desempeño deseado. El tamaño de los componentes varía con la potencia del motor, pero el principio de operación es el mismo. Con sólo una decena de componentes bási-

cos, es posible diseñar sistemas de control muy complejos. Los componentes básicos son los siguientes:

1. Interruptores de desconexión
2. Cortacircuitos manuales
3. Interruptores de leva
4. Botones
5. Relevadores
6. Contactos magnéticos
7. Relevadores térmicos y fusibles
8. Luces piloto
9. Interruptores de límite y otros interruptores especiales
10. Resistores, reactores, transformadores y capacitores

La siguiente lista de componentes básicos para circuitos de control ilustra estos dispositivos y describe su propósito principal y aplicación. No se incluyen los fusibles porque son dispositivos de protección, no de control, pero los estudiaremos en el capítulo 26. Los símbolos para estos y otros dispositivos se dan en la tabla 20A.

COMPONENTES BÁSICOS PARA CIRCUITOS DE CONTROL

Interruptores de desconexión

Un *interruptor de desconexión* aísla el motor de la fuente de potencia. Se compone de tres interruptores de cuchilla y tres fusibles de línea encerrados en una caja metálica. Los interruptores de cuchilla se pueden abrir y cerrar de inmediato por medio de una manija externa. Un mecanismo de cierre impide que la tapa con bisagras se abra cuando se cierra el interruptor. Los interruptores de desconexión (y sus fusibles) se usan para conducir la corriente nominal a plena carga del motor y para soportar las corrientes de cortocircuito durante intervalos breves.

**Figura 20.1**

Interruptor de desconexión trifásico provisto de fusibles con capacidad de 600 V y 30 A.
(Cortesía de Square D)

Cortacircuitos manuales

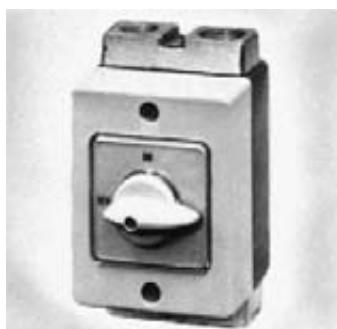
Un *cortacircuito manual* abre y cierra un circuito, como un interruptor de manija. Se activa (abre) automáticamente cuando la corriente excede un límite predeterminado. Después de activarlo, se puede reposicionar manualmente. A menudo se utilizan cortacircuitos manuales en lugar de interruptores de desconexión porque no hay que reemplazar fusibles.

**Figura 20.2**

Cortacircuito trifásico de 600 V y 100 A.
(Cortesía de Square D)

Interruptores de leva

Un *interruptor de leva* tiene un grupo de contactos fijos y un número igual de contactos móviles. Se puede hacer que los contactos se abran y cierren en una secuencia preestablecida haciendo girar una manija o perilla. Los interruptores de leva se utilizan para controlar el movimiento y la posición de montacargas, calandrias, máquinas herramienta, etcétera.

**Figura 20.3**

Interruptor de leva trifásico montado en una superficie, 230 V y 2 kW.
(Cortesía de Klockner-Moeller)

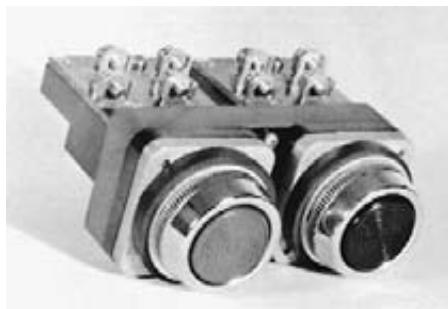
Botones pulsadores (pushbuttons)

Un *botón pulsador* es un interruptor activado por la presión de los dedos. Dos o más contactos se abren y cierran cuando el botón es oprimido. Por lo general, los botones disponen de un resorte para regresarlos a su posición normal cuando se deja de oprimirlos.

Figura 20.4

Botones mecánicamente interconectados con contactos NA (normalmente abierto) y NC (normalmente cerrado); calculados para que interrumpan un millón de veces una corriente alterna de 6 A.

(Cortesía de Siemens)



Relevadores de control

Un relevador de control es un interruptor electromagnético que abre y cierra un juego de contactos cuando la bobina relevadora es energizada. La bobina relevadora produce un intenso campo magnético que atrae una armadura móvil, la cual contiene los contactos. Los relevadores de control se utilizan principalmente en circuitos de baja potencia.

Incluyen relevadores de acción retrasada cuyos contactos se abren o cierran después de un intervalo de tiempo definido. Así, un relevador de *cierre* retrasado activa sus contactos una vez que la bobina relevadora ha sido energizada (*rele on delay*). Por otra parte, un relevador de *apertura* retrasada activa sus contactos cierto tiempo después de que la bobina relevadora ha sido desenergizada (*rele off delay*).

Figura 20.5

Relevadores monofásicos: 25 A, 115/230 V y 5 A, 115 V.
(Cortesía de Potter and Brumfield)



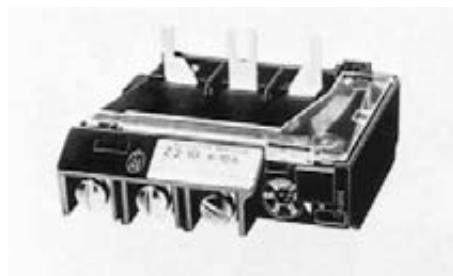
Relevadores térmicos

Un *relevador térmico* (o *relevador para sobrecarga*) es un dispositivo sensible a la temperatura cuyos contactos se abren y cierran cuando la corriente en el motor excede un límite preestablecido. La corriente fluye a través de un pequeño elemento térmico calibrado que eleva la temperatura del relevador. Los relevadores térmicos son dispositivos inherentes de retraso porque la temperatura no puede seguir los cambios instantáneos de la corriente.

Figura 20.6

Relevador térmico trifásico con ajuste para corriente variable, de 6 A a 10 A.

(Cortesía de Klockner-Moeller)



(continúa)

COMPONENTES BÁSICOS PARA CIRCUITOS DE CONTROL

Contactores magnéticos

Un *contactor magnético* es básicamente un gran relevador de control diseñado para abrir y cerrar un circuito de potencia. Posee una bobina relevadora y un buzo magnético, el cual contiene un juego de contactos móviles. Cuando la bobina relevadora es energizada, atrae el buzo magnético, el cual sube rápidamente contra la fuerza de la gravedad. Los contactos móviles hacen contacto con un juego de contactos fijos, con lo cual se cierra el circuito de potencia. Además de los contactos de potencia, por lo general hay uno o más contactos auxiliares abiertos o cerrados, para propósitos de control. Cuando la bobina relevadora es desenergizada, el buzo desciende, con lo cual se abren y cierran los contactos respectivos. Se utilizan contactores magnéticos para controlar motores desde 0.5 hasta varios cientos de caballos de fuerza. El tamaño, las dimensiones y el desempeño de los contactores son estándar.

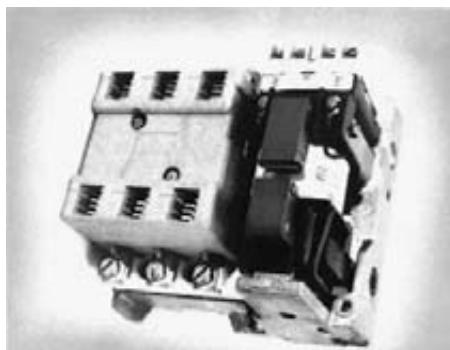


Figura 20.7

Contactor magnético trifásico para 50 hp, 575 V y 60 Hz. Ancho: 158 mm; altura: 155 mm; fondo: 107 mm; peso: 3.5 kg.

(Cortesía de Siemens)

Luces piloto

Una *luz piloto* indica el estado activado/desactivado de un componente remoto en un sistema de control.



Figura 20.8

Luz piloto para 120 V y 3 W montada en una estación de botones.

(Cortesía de Siemens)

Interruptores de límite e interruptores especiales

Un *interruptor de límite* es un dispositivo de acción rápida de baja potencia que abre o cierra un contacto, según la posición de una parte mecánica. Otros interruptores limitadores son sensibles a la presión, temperatura, nivel de líquido, dirección de rotación, etcétera.



Figura 20.9a

Interruptor limitador con un contacto NC para 10 millones de operaciones; precisión posicional: 0.5 mm.

(Cortesía de Square D)

Figura 20.9b

Interruptor de flotador.

(Cortesía de Square D)

Detectores de proximidad

Los detectores de proximidad son dispositivos sellados capaces de detectar objetos sin entrar en contacto directo con ellos. Su vida útil es independiente del número de operaciones. Están conectados a una fuente de cd externa y generan un campo magnético alterno por medio de un oscilador interno. Cuando se acerca un objeto metálico a unos cuantos milímetros del detector, el campo magnético disminuye, lo que hace que fluya una corriente de control de cd. Esta corriente puede ser utilizada para activar otro dispositivo de control, como un relevador o un controlador lógico programable. Los detectores de proximidad capacitivos, basados en un principio similar pero que generan un campo eléctrico de ca son capaces de detectar objetos no metálicos, incluyendo líquidos.

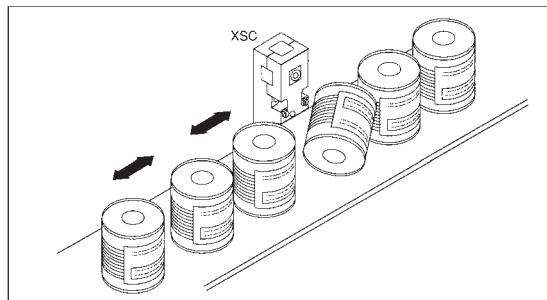


Figura 20.10

Detector de proximidad para monitorear la carga de una banda transportadora.

(Cortesía de Telemecanique, Groupe Schneider)

Para entender las secciones que siguen, debe leer las leyendas de la tabla 20A antes de seguir adelante.

20.2 Contactos normalmente abiertos y contactos normalmente cerrados

Los diagramas de circuito de control siempre muestran los componentes en un estado de reposo, es decir, cuando no están energizados (eléctricamente) o activados (mecánicamente). En este estado, algunos contactos eléctricos se abren mientras que otros se cierran. Se llaman *contactos normalmente abiertos* (NA) y *contactos normalmente cerrados* (NC), respectivamente, y se designan mediante los símbolos siguientes:

contacto normalmente abierto (NA)

contacto normalmente cerrado (NC)

20.3 Corriente de excitación de bobina relevadora

Cuando un contactor magnético está desenergizado o abierto, el circuito magnético tiene un entrehierro muy grande, en comparación a cuando está cerrado. Por consiguiente, en el caso de un contactor de ca la reactancia inductiva de la bobina relevadora es mucho más baja cuando el contactor está abierto que cuando está cerrado. Como la bobina es excitada por un voltaje de ca fijo, la corriente magnetizante es mucho más alta cuando el contactor está abierto que cuando está cerrado. En

otras palabras, la bobina relevadora absorbe una considerable corriente de entrada al momento de ser excitada. Esto hace que los contactos auxiliares que energizan la bobina trabajen más de lo esperado.

Ejemplo 20-1

Un contactor magnético trifásico NEMA de tamaño 5 para 270 A y 460 V posee una bobina relevadora de 120 V y 60 Hz. La bobina absorbe una potencia aparente de 2970 VA con el contactor abierto y de 212 VA con el contactor cerrado. Calcule lo siguiente:

- La corriente de excitación de entrada.
- La corriente de excitación en cierre normal.
- La potencia de control requerida para activar la bobina relevadora comparada con la potencia manejada por el contactor.

Solución

- La corriente de entrada en la bobina relevadora es

$$I = S/E = 2970/120 = 24.75 \text{ A}$$

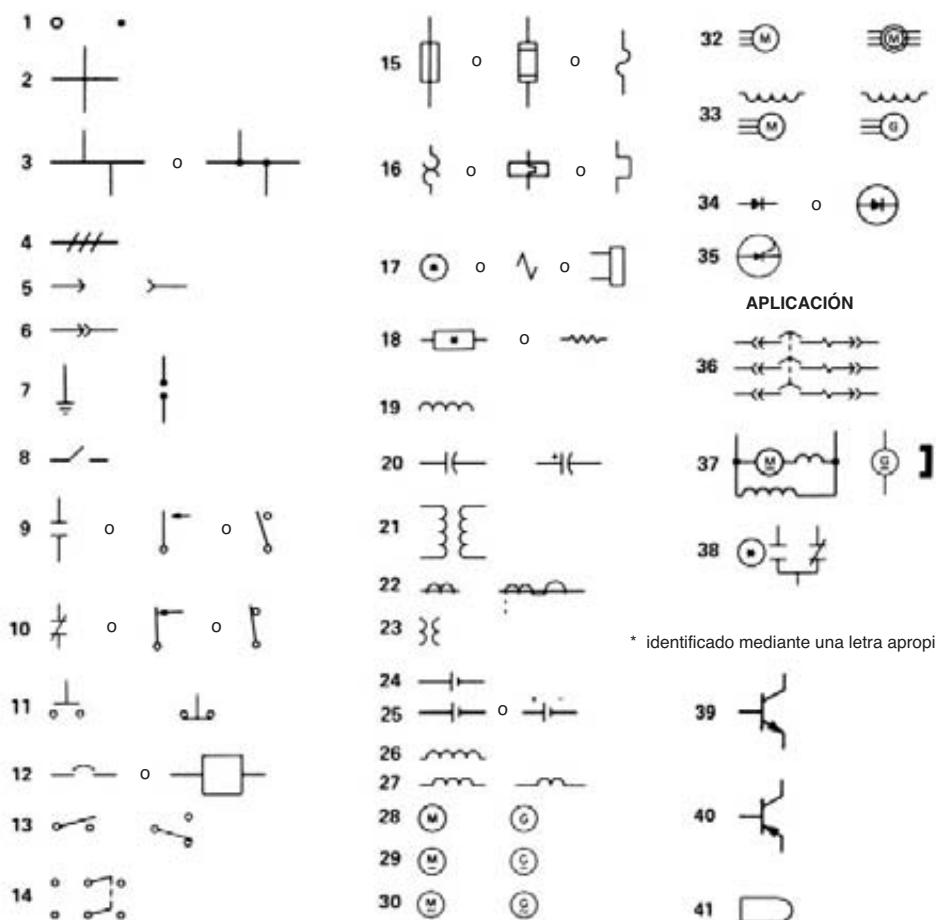
- La corriente en la bobina relevadora normal cuando el contactor está sellado (cerrado) es

$$I = S/E = 212/120 = 1.77 \text{ A}$$

- La potencia de control aparente constante requerida para activar la bobina relevadora es de 212 VA. La potencia aparente que el contactor puede manejar es

$$\begin{aligned} S &= EI\sqrt{3} = 460 \times 270\sqrt{3} \\ &= 215\,120 \text{ VA} \end{aligned}$$

TABLA 20A SÍMBOLOS GRÁFICOS PARA DIAGRAMAS ELÉCTRICOS



* identificado mediante una letra apropiada

- terminal; conexión
- cruce de conductores
- conductores conectados
- tres conductores
- enchufe; receptáculo
- conector separable
- conexión a tierra; parachispas
- interruptor de desconexión
- contacto normalmente abierto (NA)
- contacto normalmente cerrado (NC)
- botón NA; NC
- cortacircuito
- interruptor de un solo polo; interruptor de tres vías
- interruptor de dos vías y dos polos
- fusible
- elemento térmico para sobrecarga
- bobina relevadora
- resistor
- devanado, inductor o reactor
- capacitor; capacitor electrolítico
- transformador
- transformador de corriente; tipo buje
- transformador de potencial
- fuente de cd (general)
- celda
- devanado en derivación
- devanado en serie; polo comutador o devanado compensador
- motor; generador (símbolos generales)
- motor de cd; generador de cd (símbolos generales)
- motor de ca; generador de ca (símbolos generales)
- motor de inducción trifásico de jaula de ardilla; motor trifásico con rotor devanado
- motor síncrono; alternador trifásico
- diodo
- tiristor o SCR
- cortacircuito de 3 polos con dispositivo magnético para sobrecarga, tipo corredizo
- motor de cd en derivación con devanado comutador; generador de cd de imán permanente
- relevador magnético con un contacto NA y un contacto NC
- transistor NPN
- transistor PNP
- luz piloto

Para una lista completa de símbolos gráficos y referencias, vea "IEEE Standard and American National Standard Graphic Symbols for Electrical and Electronics Diagrams" (ANSI Y32.2/IEEE Núm. 315) publicado por el Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., Nueva York, NY 10017. En Canadá y algunos otros países se utilizan básicamente los mismos símbolos.

Por lo tanto, la pequeña potencia de control (212 VA) puede controlar una carga cuya potencia es $215 \cdot 120 / 212 = 1015$ veces mayor.

20.4 Diagramas de control

Un sistema de control se puede representar mediante cuatro tipos de diagramas de circuito. Se dan a continuación de acuerdo a su nivel de detalle y compleción crecientes:

- Diagrama de bloques
- Diagrama unifilar*
- Diagrama de cableado eléctrico
- Diagrama esquemático

* También llamado diagrama de una sola fase.

Un *diagrama de bloques* se compone de un conjunto de rectángulos, cada uno de los cuales representa un dispositivo de control, y de una breve descripción de su función. Los rectángulos están conectados por flechas que indican la dirección del flujo de potencia o de señales (Fig. 20.11).

Un *diagrama unifilar* es similar a un diagrama de bloques, excepto que los componentes se muestran por sus símbolos y no por rectángulos. Los símbolos nos dan una idea de la naturaleza de los componentes; por consiguiente, un diagrama de una línea da más información. En la tabla 20A se da una lista de símbolos típicos. Las líneas que conectan los diversos componentes representan dos o más conductores (Fig. 20.12).

Un *diagrama de cableado eléctrico* muestra las conexiones entre los componentes, teniendo en cuenta la ubicación física de las terminales e incluso los

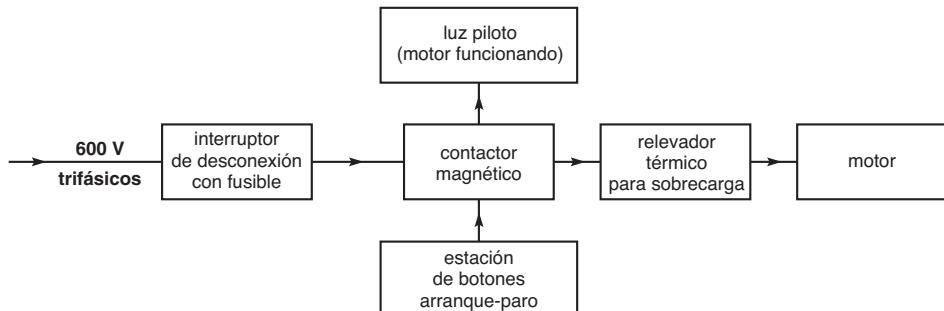


Figura 20.11
Diagrama de bloques de un arrancador combinado.

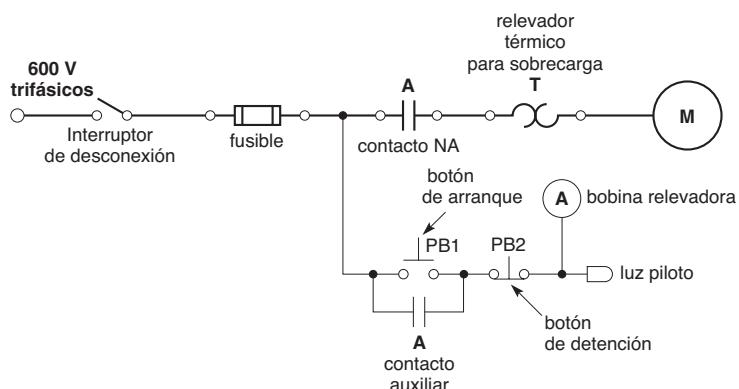


Figura 20.12
Diagrama de una línea de un arrancador combinado.

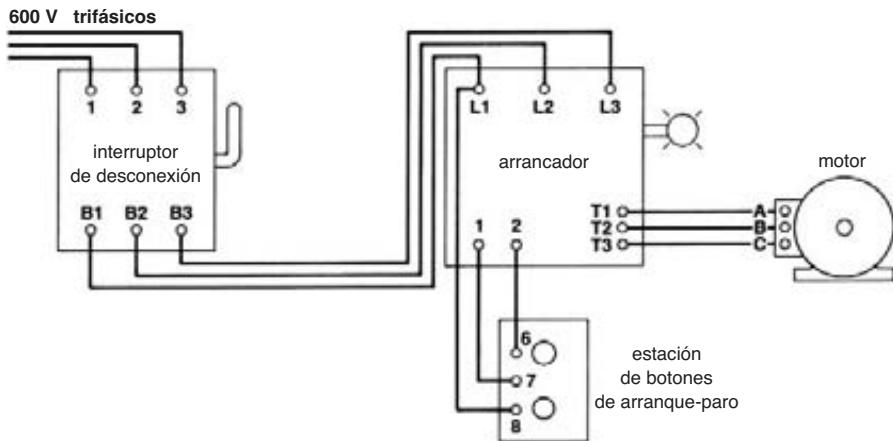
**Figura 20.13**

Diagrama de cableado eléctrico de un arrancador combinado.

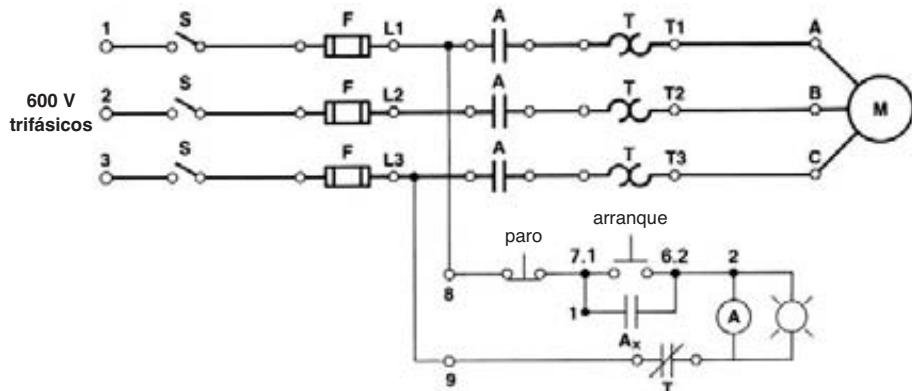
**Figura 20.14**

Diagrama esquemático de un arrancador combinado.

colores de los cables. Estos diagramas se emplean cuando se instala equipo o al reparar un circuito (Fig. 20.13).

Un *diagrama esquemático* muestra todas las conexiones eléctricas entre componentes, sin importar su ubicación física o disposición final. Este tipo de diagrama es indispensable al reparar un circuito o analizar su modo de operación (Fig. 20.14). En la siguiente sección utilizaremos esta clase de diagrama.

Seguramente ya se percató de que los cuatro diagramas mostrados en las figuras 20.11 a 20.14 están relacionados con el mismo circuito de control. Los

símbolos utilizados para designar los diversos componentes se dan en la tabla 20B.

20.5 Métodos de arranque

Los motores trifásicos de jaula de ardilla se arrancan conectándolos directamente a través de la línea o aplicando un voltaje reducido al estator. El método de arranque depende de la capacidad de potencia de la línea de suministro y del tipo de carga.

El arranque a través de la línea es simple y barato. La principal desventaja es la alta corriente de arranque,

la cual es 5 a 6 veces la corriente nominal a plena carga. Esto puede producir una caída de voltaje de línea significativa y afectar a otros usuarios conectados a la misma línea. Los dispositivos sensibles al voltaje, como lámparas incandescentes, televisiones y máquinas herramienta de alta precisión, presentan mal funcionamiento debido a estas caídas de voltaje.

El choque mecánico es otro problema que no se debe ignorar. El equipo puede sufrir daños serios si el arranque a todo voltaje produce un par o momento de torsión muy brusco. Las bandas transportadoras son otro ejemplo en el que un arranque repentino no es conveniente.

En grandes instalaciones industriales en ocasiones se puede tolerar el arranque a través de la línea incluso en motores de hasta 10 000 hp. Obviamente, los fusibles y cortacircuitos deben ser diseñados para soportar la corriente de arranque durante el periodo de aceleración.

Un circuito de control de motor contiene dos componentes básicos: un interruptor de desconexión y un arrancador. El interruptor de desconexión siempre se coloca entre la línea de suministro y el arrancador. En ocasiones, el interruptor y el arrancador se montan en la misma caja para formar un *arrancador combinado*. Los fusibles del interruptor de desconexión son para

aproximadamente 3.5 veces la corriente a plena carga; en consecuencia, no protegen el motor contra sobrecargas sostenidas. Su función primordial es proteger el motor y la línea de suministro contra corrientes catastróficas producidas por un cortocircuito en el motor o el arrancador o por una falla de arranque. En condiciones de arranque normales, los fusibles no se funden, aun cuando la corriente inicial sea 6 o 7 veces la corriente a plena carga. La capacidad de los fusibles, en amperes, debe cumplir con los requerimientos del National Electric Code.

En algunos casos, el interruptor de desconexión y sus fusibles son reemplazados por un cortacircuito manual.

20.6 Arrancadores manuales a través de la línea

Los arrancadores trifásicos manuales se componen de un cortacircuito y de dos o tres relevadores térmicos, todos montados en una caja apropiada. Estos arrancadores se utilizan en motores pequeños (de 10 hp o menos) a voltajes que van de 120 a 600 V. Los relevadores térmicos activan el cortacircuito siempre que la corriente en una de las fases excede el valor nominal durante un lapso de tiempo considerable.

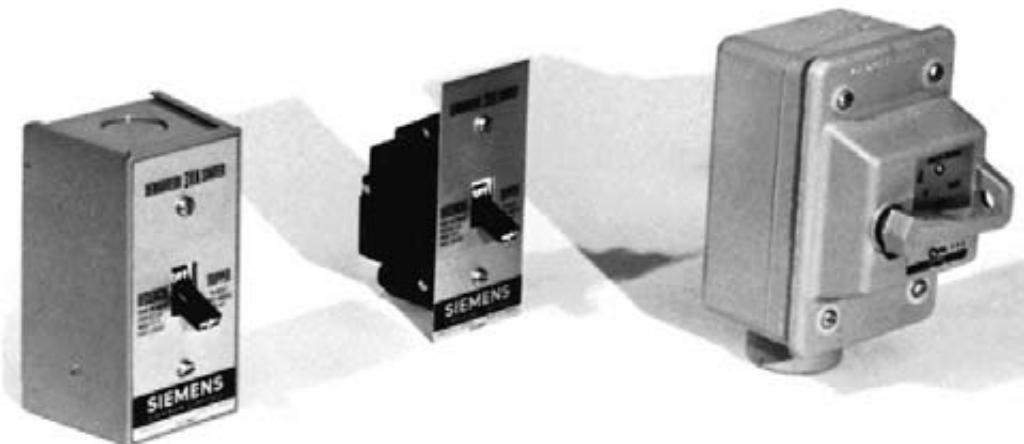


Figura 20.15

Arrancadores manuales para motores monofásicos de 1 hp (0.75 kW); izquierda: montado en la superficie; centro: montado al ras; derecha: compartimiento a prueba de agua.
(Cortesía de Siemens)

Los arrancadores manuales monofásicos (Fig. 20.15) se construyen bajo los mismos principios pero contienen sólo un relevador térmico. Los relevadores térmicos se seleccionan para el motor particular que esté conectado al arrancador.

20.7 Arrancadores magnéticos a través de la línea

Los arrancadores magnéticos a través de la línea se emplean cuando es necesario controlar un motor desde una ubicación remota. También se utilizan siempre que la capacidad de potencia es superior a 10 kW.

La figura 20.16 muestra un arrancador magnético típico y su diagrama esquemático asociado. El interruptor de desconexión se encuentra fuera del arrancador. Este último tiene tres componentes principales: un contactor magnético, un relevador térmico y una estación de control. Veamos la descripción de estos componentes.

1. El *contactor magnético* A posee tres contactos A grandes y uno auxiliar pequeño A_x . Como podemos ver, estos contactos son NA. Los contactos A deben ser suficientemente grandes para transportar la corriente de arranque y la corriente nominal a plena carga sin sobrecalentarse. El contacto A_x es mucho más pequeño porque transporta sólo la corriente de la bobina relevadora A.

La bobina relevadora está representada por el mismo símbolo (A) que los contactos que controla. Los contactos A y A_x permanecen cerrados siempre y cuando la bobina esté energizada.

2. El *relevador térmico* T protege el motor contra sobrecargas sostenidas.* El relevador incluye tres elementos térmicos individuales, conectados en serie respectivamente con las tres fases.

* El relevador térmico a menudo se representa con las letras *OL* (iniciales de sobrecarga en inglés).

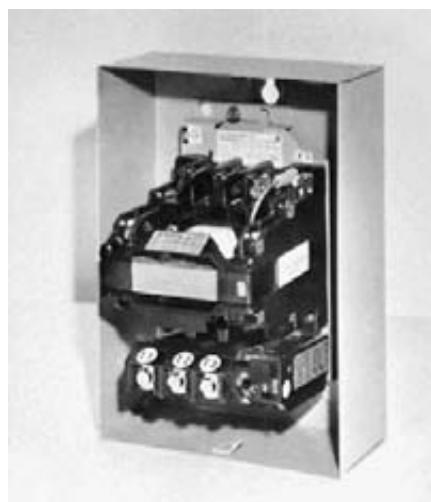


Figura 20.16a
Arrancador magnético trifásico a través de la línea, de 30 hp, 600 V y 60 Hz.
(Cortesía de Klockner-Moeller)

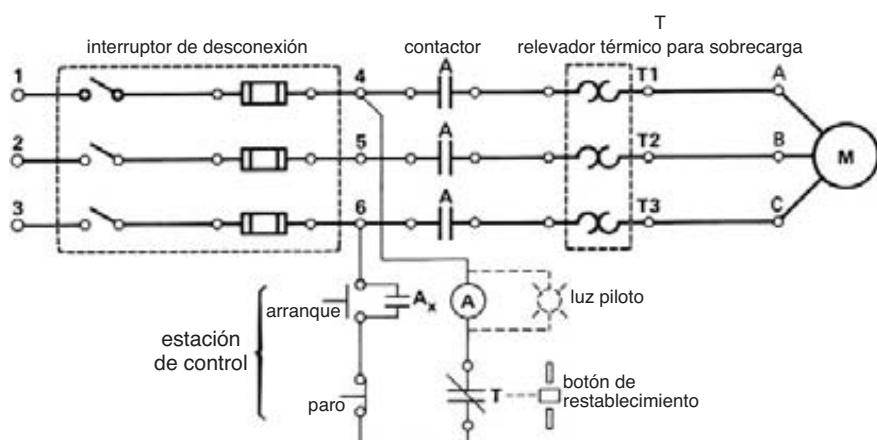
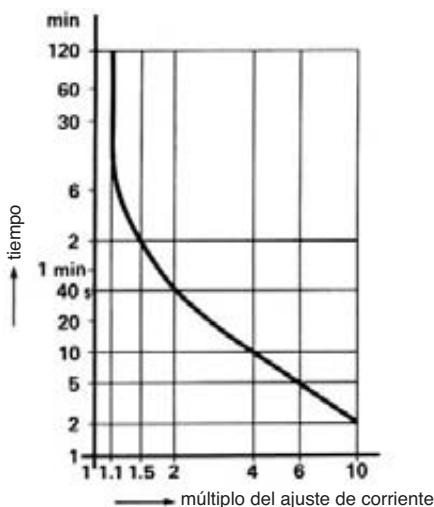


Figura 20.16b
Diagrama esquemático de un arrancador magnético trifásico a través de la línea.

**Figura 20.17**

Curva típica de un relevador térmico para sobrecarga, que muestra el tiempo de activación frente a la corriente de línea. El tiempo de activación se mide en condiciones de arranque en frío. Si el motor ha estado funcionando a plena carga durante una hora o más, el tiempo de activación se reduce aproximadamente 30 por ciento.

Un pequeño contacto normalmente cerrado forma parte del ensamblaje relevador. Abre cuando el relevador térmico se calienta demasiado y permanece abierto hasta que el relevador se restablece manualmente.

La capacidad de corriente del relevador térmico se escoge para que proteja el motor contra sobrecargas sostenidas. El contacto T se abre tras un lapso de tiempo que depende de la magnitud de la corriente de sobrecarga. Por ello, la figura 20.17 muestra el tiempo de activación como un múltiplo de la corriente nominal en el relevador. Con corriente nominal (múltiplo 1), el relevador nunca se activa, pero con dos veces la corriente nominal, se activa después de un intervalo de 40 s. El relevador térmico está equipado con un botón de restablecimiento que nos permite volver a cerrar el contacto T después de una sobrecarga. Es preferible esperar unos cuantos minutos antes de oprimir el botón para que el relevador se enfrie.

3. La *estación de control*, compuesta de botones de arranque-paro, puede estar cerca o lejos del arrancador. La luz piloto es opcional.

**Figura 20.18**

Arrancador combinado trifásico a través de la línea, de 150 hp, 575 V y 60 Hz. La perilla saliente controla el interruptor de desconexión; la estación de botones está colocada en la cubierta de policarbonato transparente.

(Cortesía de Klockner-Moeller)

Remitiéndonos a la figura 20.16b, para arrancar el motor primero se cierra el interruptor de desconexión y luego se oprime el botón de *arranque*. La bobina A se energiza de inmediato y hace que los contactos A y A_x se cierren. El voltaje de línea completo aparece a través del motor y la luz piloto se enciende. Cuando se suelta el botón, éste regresa a su posición normal, pero la bobina del relevador permanece excitada porque el contacto auxiliar A_x ahora está cerrado. Se dice que el contacto A_x es un contacto de *cierre automático*.

Para detener el motor, simplemente se oprime el botón de *detención*, el cual abre el circuito a la bobina. En el caso de una sobrecarga sostenida, la apertura del contacto T produce el mismo efecto.

En ocasiones sucede que un relevador térmico se activa sin ninguna razón aparente. Esta condición puede ocurrir cuando la temperatura ambiente alrededor del arrancador es demasiado alta, pero se puede remediar cambiando de lugar el arrancador o reemplazando el relevador con otro de mayor capacidad de corriente. Se debe tener cuidado antes de realizar semejante cambio, porque si la temperatura ambiente alrededor del motor es demasiado alta, la activación ocasional podría ser en realidad una advertencia.

La figura 20.18 muestra un arrancador combinado típico. La figura 20.19 muestra otro, pero equipado con un

**Figura 20.19**

Arrancador combinado trifásico a través de la línea con capacidad de 100 hp, 575 V y 60 Hz. El cortacircuitos aislante es controlado por una manija externa. El contactor magnético está montado en la esquina inferior izquierda de la caja a prueba de agua. El pequeño transformador de 600 V/120 V en la esquina inferior derecha suministra potencia de bajo voltaje para el circuito de control.

(Cortesía de Square D)

transformador reductor para excitar el circuito de control. Estos transformadores siempre se utilizan en arrancadores de alto voltaje (más de 600 V) porque permiten utilizar componentes de control estándar, como botones y luces piloto, al mismo tiempo que reducen el peligro de choques eléctricos para el personal de operación.

La figura 20.20 muestra un arrancador a través de la línea de mediano voltaje para un motor trifásico de jaula de ardilla de 2500 hp, 4160 V y 60 Hz. El compartimiento metálico aloja tres fusibles y un contactor trifásico de vacío. El contactor puede realizar 250 000 operaciones a plena carga sin requerir mantenimiento. La bobina de retención para 120 V absorbe 21.7 A durante el momento de torsión de ajuste a sincronismo, y la corriente se reduce a 0.4 A durante la operación normal. Los tiempos de cierre y apertura del contactor principal son de 65 y 130 ms, respectivamente.

La figura 20.21 muestra un arrancador combinado especial que se puede restablecer a distancia después de un cortocircuito. Su característica distintiva es que es programable y no requiere fusibles. El sofisticado contactor está diseñado para interrumpir corrientes durante un cortocircuito en menos de 3 ms, lo cual es comparable a lo que hacen los fusibles HRC. El con-

**Figura 20.20**

Arrancador trifásico de 5 kV para motor trifásico de jaula de ardilla de 2500 hp, 4160 V y 60 Hz. Los circuitos de mediano y bajo voltaje están completamente aislados entre sí para garantizar la seguridad. El compartimiento es de 2286 mm de alto, 610 mm de ancho y 813 mm de profundidad. El arrancador completo pesa 499 kg.

(Cortesía de Square D, Groupe Schneider)

tactor también actúa como interruptor de desconexión y por consiguiente es mucho más pequeño que los arrancadores combinados más convencionales.

20.8 Avance y paro gradual

En algunos sistemas mecánicos es necesario ajustar con mucha precisión la posición de una parte motorizada. Para hacerlo, se energiza el motor con breves impulsos de modo que apenas arranque y se detenga otra vez. Se agrega un botón de doble contacto J al circuito de arranque/paro usual, como se muestra en la figura 20.22. Este arreglo permite el control de arranque-paro usual, así como el *avance y paro graduales*. La siguiente descripción muestra cómo opera el circuito de control.

Si el botón J de avance y paro gradual está en su posición normal (no oprimido), la bobina A del relevador

**Figura 20.21**

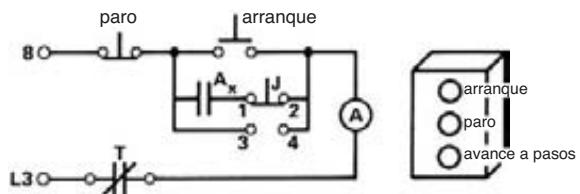
Arrancador especial autoprotegido de 40 hp, 460 V y 60 Hz. Además de capacidad para cortocircuito de 42 kA a 460 V, tiene ajustes de activación térmicos y magnéticos. Dimensiones totales: 243 mm de alto; 90 mm de ancho, 179 mm de fondo.

(Cortesía de Telemecanique, Groupe Schneider)

se excita en cuanto se oprime el botón de arranque. El contacto de cierre A_x en el contactor principal se cierra y de ese modo el motor continuará funcionando después de que se suelte el botón de arranque. Por lo tanto, el circuito de control opera del mismo modo que en la figura 20.16b.

Suponga ahora que el motor se detiene y que se oprime el botón de avance y paro gradual (jog). Esto cierra los contactos 3, 4 y la bobina A del relevador es excitada. El contacto A_x se cierra, pero los contactos 1, 2 ahora están abiertos y el cierre de A_x no tiene efecto alguno. El motor recobrará la velocidad siempre y cuando se oprima el botón de avance y paro gradual. Sin embargo, al soltarlo, la bobina A se desenergiza y el contactor A se aparta y hace que A_x se abra. Así, el motor se detendrá al conectar nuevamente en paralelo los contactos 1, 2. Por lo tanto, si se oprime momentáneamente el botón de avance y paro gradual, se puede aplicar potencia al motor durante un breve lapso de tiempo.

El funcionamiento poco a poco o a pasos impone un severo esfuerzo en los contactos A de potencia principal porque continuamente crean e interrumpen corrientes que son 6 veces más grandes que lo normal. Se

**Figura 20.22**

Circuito de control y estación de botones para tareas de arranque-paro. Las terminales 8, L3 corresponden a las terminales 8, L3 de la figura 20.13.

estima que cada impulso corresponde a 30 operaciones normales de arranque-detención. Por lo tanto, un contactor que normalmente puede arrancar y detener un motor 3 millones de veces, sólo puede hacer que el motor avance a pasos 100 000 veces, porque es necesario reemplazar los contactos.* Además, el avance a pasos no se debe repetir con demasiada rapidez, porque el intenso calor del arco de ruptura puede fundir los contactos. El repetido avance a pasos también sobrecalentará el motor. Cuando se requiere avance a pasos, generalmente se elige un contactor de tamaño NEMA más grande que aquel para trabajo normal.

20.9 Inversión de la dirección de rotación

Podemos invertir la dirección de rotación de un motor trifásico intercambiando dos líneas cualesquiera. Para ello, se utilizan dos contactores magnéticos A y B y un interruptor de leva manual de tres posiciones, como se muestra en la figura 20.23. Cuando el contactor A está cerrado, las líneas L1, L2 y L3 están conectadas a las terminales A, B, C del motor. Pero cuando el contactor B está cerrado, las mismas líneas están conectadas a las terminales del motor C, B, A.

En la dirección directa, el interruptor de leva se engancha con el contacto 1, lo cual energiza la bobina del relevador A y hace que el contactor A se cierre.**

* Un contacto magnético tiene una vida mecánica estimada de aproximadamente 20 millones de ciclos de apertura/cierre, pero los contactos eléctricos deben ser reemplazados después de 3 millones de ciclos normales.

** Los contactos y bobinas relevadoras se pueden representar mediante cualquier letra apropiada. Por lo tanto, con frecuencia se utilizan las letras F y R para representar componentes de operación *en hacia delante* y *en reversa*. En este libro adoptamos las letras A y B principalmente por razones de continuidad de un circuito al siguiente.

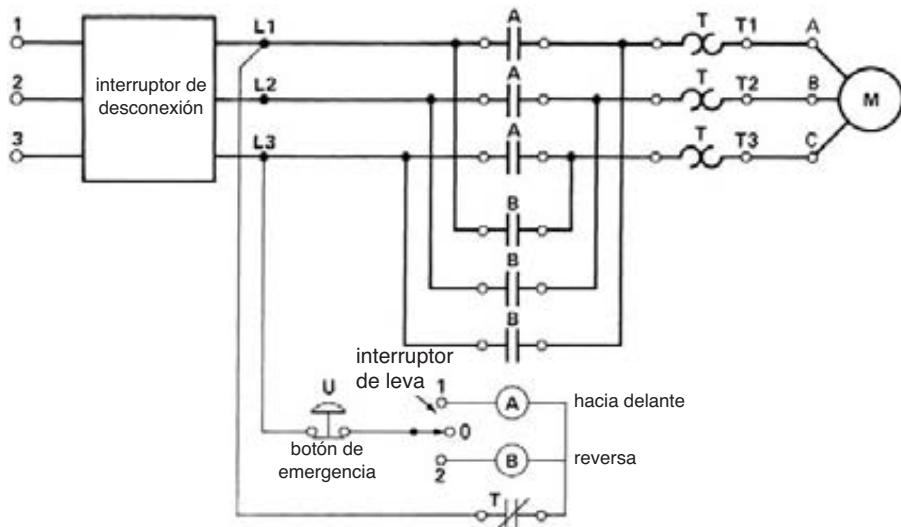
**Figura 20.23a**

Diagrama esquemático simplificado de un arrancador magnético reversible.

**Figura 20.23b**

Interruptor de leva de tres posiciones de la figura 20.23a.
(Cortesía de Siemens)

**Figura 20.23c**

Estación de botón de detención de emergencia de la figura 20.23a. (Cortesía de Square D)

Para invertir la rotación, ponemos el interruptor de leva en la posición 2. Sin embargo, al hacer esto, tenemos que pasar más allá de la posición (0). Por consiguiente, es imposible energizar las bobinas A y B al mismo tiempo. No obstante, a veces un defecto mecánico puede evitar que un contactor se abra, incluso después de que se desenergiza su bobina de relevador. Ésta es una situación seria, porque cuando el

otro contactor se cierra, se produce un cortocircuito a través de la línea. La corriente en cortocircuito fácilmente podría ser 50 a 500 veces más grande de lo normal, y ambos contactores podrían resultar severamente dañados. Para eliminar este peligro, los contactores se montan uno al lado del otro y mecánicamente interconectados, para que no haya posibilidad de que ambos se cierren al mismo tiempo. La inter-

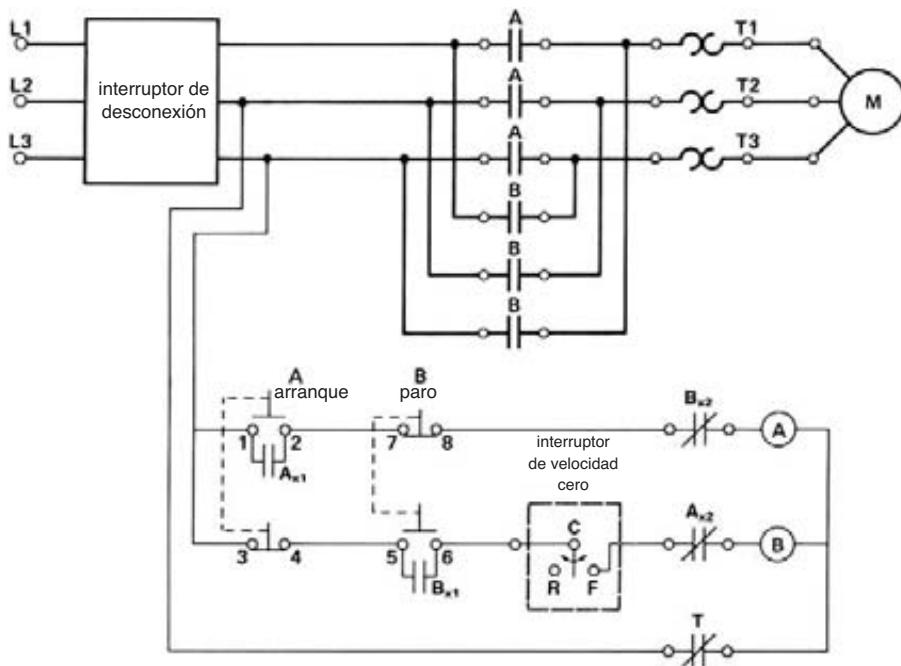
**Figura 20.24a**

Diagrama esquemático simplificado de un arrancador con control de inversión de rotación.

conexión es una simple barra de acero, con pivote en el centro, cuyas extremidades están sujetas a la armadura móvil de cada contactor.

Durante una emergencia, el motor se puede detener utilizando el botón U, equipado con un ojo de buey rojo (Fig. 20.23c). En la práctica, para los operadores es más fácil presionar un botón que girar un interruptor de leva a la posición de *apagado*.

20.10 Frenado por contracorriente

Ya vimos que podemos detener de inmediato un motor de inducción invirtiendo dos de las líneas (sección 14.8). Sin embargo, para evitar que el motor gire en reversa, un interruptor de velocidad cero debe abrir la línea en cuanto la máquina se detenga. El circuito de la figura 20.24a muestra los elementos básicos de este tipo de circuito inversor de líneas. El circuito opera como sigue:

- El contactor A se utiliza para arrancar el motor. Además de sus tres contactos A principales, tiene dos pequeños contactos auxiliares A_{x1} y A_{x2}.
- El botón de arranque tiene un contacto NA 1, 2 y uno NC 3, 4, los cuales operan juntos. Así pues, el contacto 3, 4 se abre antes de que se cierre el contacto 1, 2.
- El contactor B se utiliza para detener el motor. Es idéntico al A, en que tiene 2 contactos auxiliares B_{x1} y B_{x2} además de los 3 contactos B principales.
- El botón de paro es idéntico al de arranque. Por lo tanto, al oprimir el contacto 7, 8, se abre antes de que el contacto 5, 6 se cierre.
- Normalmente, el contacto F-C del interruptor de velocidad cero está abierto, pero se cierra en cuanto el motor gira en la dirección hacia delante. Esto prepara el circuito inversor para la eventual operación de la bobina B.
- Los contactos A_{x1} y B_{x1} son contactos de cierre a fin de que los botones A y B sólo se tengan que presionar momentáneamente para arrancar o detener el motor.
- Los contactos A_{x2} y B_{x2} son interconexiones eléctricas para evitar que las bobinas relevadoras A y B sean excitadas al mismo tiempo. Por lo

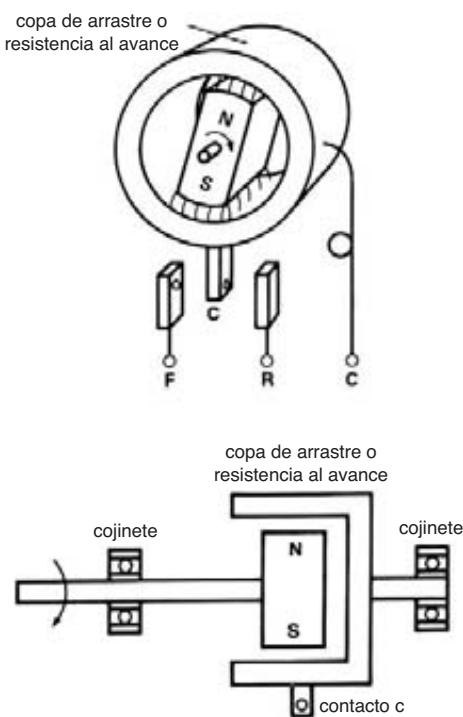


Figura 20.24b
Interruptor de velocidad cero típico para usarse en la figura 20.24a.

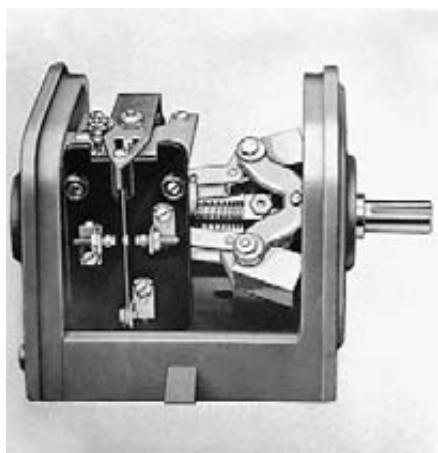


Figura 20.24c
Interruptor de velocidad cero, tipo centrífugo.
(Cortesía de Hubbel)

tanto, cuando el motor está funcionando, se abre el contacto A_{x2} . Así, la bobina relevadora B no puede ser excitada oprimiendo el botón B sino hasta que el contactor A se separa y ocasiona que el contacto A_{x2} se vuelva a cerrar.

Hay varios tipos de interruptores de velocidad cero en el mercado, y la figura 20.24b muestra uno que opera basado en el principio de un motor de inducción. Consta de un pequeño rotor de imán permanente N, S y un anillo o copa de bronce soportada por cojinetes, la cual puede girar entre los contactos estacionarios F y R. El imán permanente está acoplado al eje del motor principal. En cuanto el motor gira en el sentido de las manecillas del reloj, el imán permanente arrastra el anillo en la misma dirección, con lo cual se cierran los contactos F-C. Cuando el motor deja de girar, el anillo de bronce regresa a la posición de apagado. Por su función y forma, el anillo también se conoce como *copa de arrastre o de resistencia al avance*.

La figura 20.24c muestra otro interruptor de velocidad cero que opera con base en el principio de fuerza centrífuga.

20.11 Arranque con voltaje reducido

Algunas cargas industriales tienen que ser arrancadas de forma muy gradual. Algunos ejemplos son devanadoras de bobinas, prensas de impresión, bandas transportadoras y máquinas que procesan productos frágiles. En otras aplicaciones industriales, un motor no se puede conectar directamente a la línea porque la corriente de arranque es demasiado alta. En todos estos casos tenemos que reducir el voltaje aplicado al motor ya sea conectando resistentes (o reactores) en serie a la línea o empleando un autotransformador. Al reducir el voltaje, debemos recordar lo siguiente:

1. La corriente con el rotor bloqueado es proporcional al voltaje. La reducción del voltaje a la mitad también reduce la corriente a la mitad.
2. El par o momento de torsión con el rotor bloqueado es proporcional al cuadrado del voltaje. La reducción del voltaje a la mitad reduce el par o momento de torsión en un factor de cuatro.

20.12 Arranque con resistencia primaria

El arranque con resistencia primaria consiste en colocar tres resistentes en serie con el motor durante el periodo de arranque (Fig. 20.25a). El contactor A se

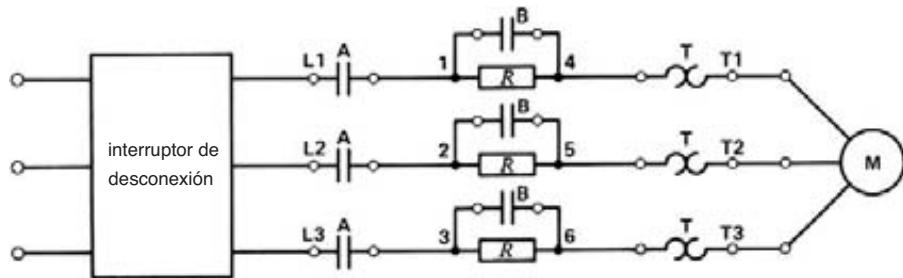
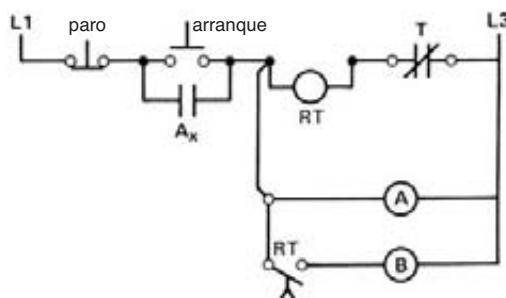
**Figura 20.25a**

Diagrama esquemático simplificado de la sección de potencia de un estator con resistor primario de voltaje reducido.

**Figura 20.25b**

Circuito de control de la figura 20.25a.

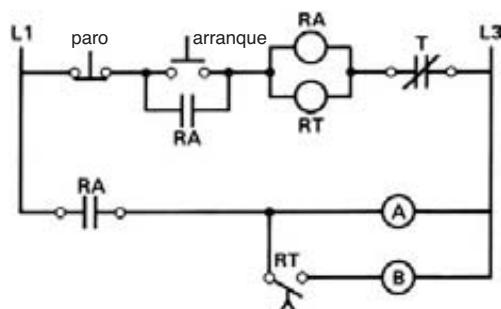
cierra primero y cuando el motor casi ha alcanzado la velocidad síncrona, un segundo contacto B pone en cortocircuito los resistores. Este método produce un arranque muy suave pues no hay ningún choque mecánico. La caída de voltaje a través de los resistores es alta al principio, pero disminuye gradualmente conforme el motor adquiere velocidad y la corriente se reduce. Por consiguiente, el voltaje a través de las terminales del motor se incrementa con la velocidad, así que el choque eléctrico y mecánico es insignificante cuando se aplica finalmente todo el voltaje (cierre del contactor B). Los resistores se ponen en cortocircuito después de un lapso que depende del ajuste de un relevador de retraso de tiempo.

El diagrama esquemático de control (Fig. 20.25b) revela los siguientes elementos de circuito:

A, B: bobinas relevadoras del contactor magnético

A_x: contacto auxiliar asociado con A

RT: relevador de retraso de tiempo que cierra el circuito de la bobina B después de un intervalo de tiempo preestablecido

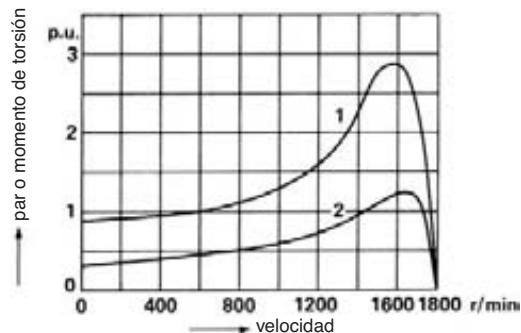
**Figura 20.25c**

Circuito de control de la figura 20.25a que utiliza un relevador auxiliar RA.

En cuanto se oprime el botón de arranque, se excitan las bobinas relevadoras A y RT. Esto hace que los contactos A y A_x se cierren de inmediato. Sin embargo, el contacto RT se cierra sólo después de un cierto tiempo y por lo tanto la bobina relevadora del contactor B es excitada unos segundos después.

Si los contactores magnéticos son particularmente grandes, las corrientes de excitación de entrada podrían dañar los contactos del botón de arranque si están conectados como se muestra en la figura 20.25b. En esos casos, es mejor agregar un relevador auxiliar que tenga contactos más robustos. Por lo tanto, en la figura 20.25c, el propósito del relevador auxiliar RA es transportar las corrientes de excitación de las bobinas relevadoras A y B. Observe que los contactos del botón de arranque transportan sólo la corriente de excitación de las bobinas relevadoras RA y RT. Los demás componentes del circuito son sencillos y el lector no deberá tener ninguna dificultad al analizar la operación del circuito.

¿Cómo se ven afectadas las características de arranque cuando se insertan resistores en serie con el estator?

**Figura 20.26a**

Curvas típicas de par o momento de torsión-velocidad de un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla: (1) arranque a pleno voltaje; (2) arranque de resistencia primaria con voltaje reducido a 0.65 pu.

La figura 20.26a muestra la curva 1 de momento de torsión-velocidad cuando se aplica todo el voltaje a un motor de inducción trifásico típico de 1800 r/min. La curva 2 correspondiente muestra lo que sucede cuando se insertan resistores en serie con la línea. Los resistores se eligen de modo que el voltaje con el rotor bloqueado a través del estator sea de 0.65 pu. Por lo tanto, el par o momento de torsión con el rotor bloqueado es de $(0.65)^2 = 0.42$ pu o de sólo 42 por ciento del momento de torsión a plena carga. Esto significa que el motor debe ser arrancado con poca carga.

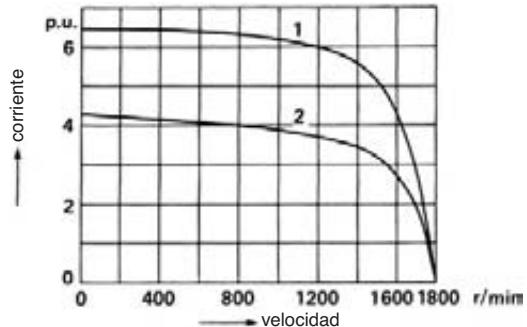
La figura 20.26b muestra la curva 1 de corriente frente a velocidad cuando se aplica todo el voltaje al estator. La curva 2 muestra la corriente cuando los resistores están en el circuito. Cuando la velocidad alcanza aproximadamente 1700 r/min, los resistores están en cortocircuito. La corriente aumenta de aproximadamente 1.8 pu a 2.5 pu, el cual es un aumento muy moderado.

Ejemplo 20-2

Un motor de inducción trifásico de 150 kW (200 hp), 460 V, 3520 r/min y 60 Hz tiene un momento de torsión con el rotor bloqueado de 600 N·m y una corriente con el rotor bloqueado de 1400 A. Se conectan tres resistores en serie con la línea para reducir el voltaje a través del motor a 0.65 pu.

Calcule

- La potencia aparente absorbida por el motor en condiciones de pleno voltaje y rotor bloqueado.
- La potencia aparente absorbida por el motor cuando los resistores están en el circuito.

**Figura 20.26b**

Curvas típicas de corriente-velocidad de un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla: (1) arranque a pleno voltaje; (2) arranque de resistencia primaria con voltaje reducido a 0.65 pu.

- La potencia aparente absorbida de la línea, con los resistores en el circuito.
- El momento de torsión con el rotor bloqueado desarrollado por el motor.

Solución

- A pleno voltaje la potencia aparente con el rotor bloqueado es

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{3} EI \\ &= \sqrt{3} \times 460 \times 1400 \\ &= 1114 \text{ kVA} \end{aligned} \quad (8.9)$$

- El voltaje a través del motor a 0.65 pu es

$$E = 0.65 \times 460 = 299 \text{ V}$$

La corriente absorbida por el motor disminuye en proporción al voltaje:

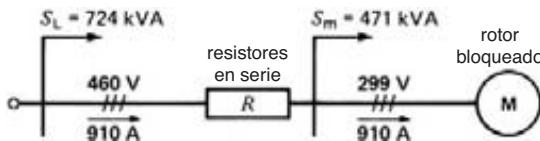
$$I = 0.65 \times 1400 = 910 \text{ A}$$

La potencia aparente absorbida por el motor es

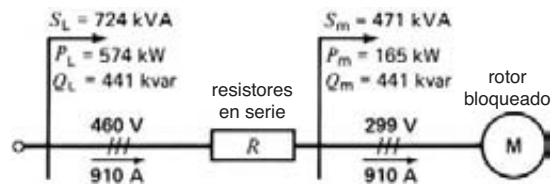
$$\begin{aligned} S_m &= \sqrt{3} EI \\ &= \sqrt{3} \times 299 \times 910 \\ &= 471 \text{ kVA} \end{aligned}$$

- La potencia aparente absorbida de la línea es

$$\begin{aligned} S_L &= \sqrt{3} EI \\ &= \sqrt{3} \times 460 \times 910 \\ &= 724 \text{ kVA} \end{aligned}$$

**Figura 20.27**

Vea el ejemplo 20.2.

**Figura 20.28**

Vea el ejemplo 20.3.

Por lo tanto, en porcentaje, la potencia aparente es de sólo $724 \text{ kVA} / 1114 \text{ kVA} = 65\%$ de la potencia aparente en condiciones de pleno voltaje.

- d. El par o momento de torsión varía como el cuadrado del voltaje:

$$\begin{aligned} T &= 0.65^2 \times 600 \\ &= 0.42 \times 600 \\ &= 252 \text{ N}\cdot\text{m} (\sim 186 \text{ pie}\cdot\text{lbf}) \end{aligned}$$

Los resultados de estos cálculos se resumen en la figura 20.27.

Ejemplo 20-3

En el ejemplo 20-2, si el factor de potencia con el rotor bloqueado del motor solo es de 0.35, calcule el valor de los resistores en serie y la potencia que disipan.

Solución

Resolveremos este problema considerando potencias activas y reactivas y con el método del triángulo de potencia. La potencia aparente absorbida por el motor con voltaje reducido es

$$S_m = 471 \text{ kVA} \text{ (según el ejemplo 20-2)}$$

La potencia aparente correspondiente absorbida por la línea es

$$S_L = 724 \text{ kVA} \text{ (según el ejemplo 20-2)}$$

La potencia activa absorbida por el motor es

$$\begin{aligned} P_m &= S_m \cos \theta = 471 \times 0.35 \\ &= 165 \text{ kW} \end{aligned}$$

La potencia reactiva absorbida por el motor es

$$\begin{aligned} Q_m &= \sqrt{S_m^2 - P_m^2} = \sqrt{471^2 - 165^2} \\ &= 441 \text{ kvar} \end{aligned}$$

Los resistores sólo pueden absorber potencia activa en el circuito. En consecuencia, la potencia reactiva suministrada por la línea debe ser igual a la absorbida por el motor:

$$Q_L = 441 \text{ kvar}$$

La potencia activa suministrada por la línea es

$$\begin{aligned} P_L &= \sqrt{S_L^2 - Q_L^2} = \sqrt{724^2 - 441^2} \\ &= 574 \text{ kW} \end{aligned}$$

La potencia activa absorbida por los tres resistores es

$$\begin{aligned} P_R &= P_L - P_m \\ &= 574 - 165 \\ &= 409 \text{ kW} \end{aligned}$$

La potencia activa por resistor es

$$P = P_R / 3 = 409 / 3 = 136 \text{ kW}$$

La corriente en cada resistor es

$$I = 910 \text{ A} \text{ (según el ejemplo 20-2)}$$

El valor de cada resistor es

$$\begin{aligned} P &= I^2 R \\ 136\,000 &= 910^2 R \\ R &= 0.164 \Omega \end{aligned}$$

Por lo tanto, cada uno de los resistores debe tener una resistencia de 0.164Ω y una capacidad a corto plazo de 136 kW. El tamaño físico de estos resistores es mucho más pequeño que si hubieran sido diseñados para trabajo continuo.

Éste es un ejemplo interesante de la utilidad del método del triángulo de potencia al resolver un problema relativamente difícil. Los resultados se resumen en la figura 20.28.

20.13 Arranque con autotransformador

Comparado con un arrancador con resistencia, la ventaja de un arrancador con autotransformador es que con un par o momento de torsión dado absorbe una corriente de línea mucho más baja. La desventaja es que los autotransformadores cuestan más y la transición de voltaje reducido a pleno voltaje no es tan suave.

Por lo general, los autotransformadores tienen transformadores para producir voltajes de salida de 0.8, 0.65 y 0.5 pu. Los pares o momentos de torsión de arranque correspondientes son respectivamente de 0.64, 0.42 y 0.25 del momento de torsión de arranque a pleno voltaje. Además, las corrientes de arranque del lado de la línea también se reducen a 0.64, 0.42 y 0.25 de la corriente con el rotor bloqueado a pleno voltaje.

La figura 20.29 muestra un arrancador que utiliza dos autotransformadores conectados en delta abierta. En la figura 20.30 se da un diagrama de circuito simplificado de este arrancador. Tiene dos contactores A y B. El contactor A tiene cinco contactos A NA y un pequeño contacto A_x NA. Este contactor opera sólo durante el breve periodo en que el motor está arrancando.



Figura 20.29
Arrancador con autotransformador de voltaje reducido, de 100 hp, 575 V y 60 Hz.
(Cortesía de Square D)

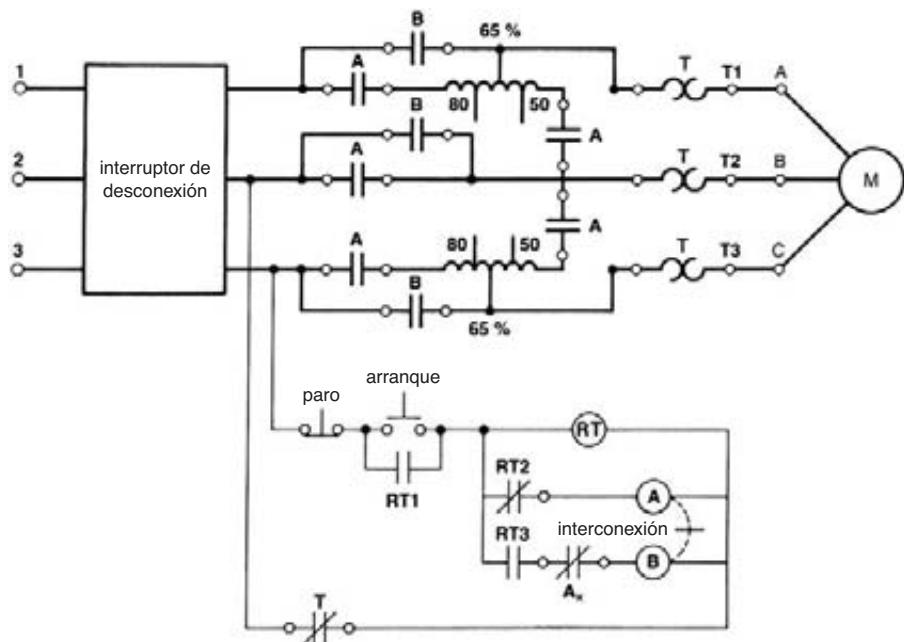


Figura 20.30
Diagrama esquemático simplificado de un arrancador de autotransformador.

El contactor B tiene tres contactos B NA. Está en servicio cuando el motor está funcionando.

Los autotransformadores se ajustan a la toma de 65 por ciento. El relevador de retraso RT posee tres contactos RT1, RT2, RT3. El contacto RT1 en paralelo con el botón de arranque se cierra en cuanto la bobina RT es energizada. Los otros dos contactos RT2, RT3 operan después de un retraso que depende del ajuste del relevador RT. Los contactores A y B están mecánicamente interbloqueados para evitar que se cierren al mismo tiempo.

El contactor A se cierra en cuanto se oprime el botón de arranque. Esto excita al autotransformador y aparece voltaje reducido a través de las terminales del motor. Unos cuantos segundos después se abre el contacto RT2 en serie con la bobina A, y hace que el contactor A se abra. Al mismo tiempo, el contacto RT3 hace que el contactor B se cierre. Por lo tanto, el contactor A se abre, seguido casi de inmediato por el cierre del contactor B. Esta acción aplica pleno voltaje al motor y al mismo tiempo desconecta el autotransformador de la línea.

Al pasar del contactor A al contactor B, el motor se desconecta de la línea durante una fracción de segundo. Esto provoca un problema porque cuando el contactor B se cierra, se absorbe una gran corriente transitoria de la línea. Esta sobrecorriente transitoria es severa en los contactos y también produce un choque mecánico. Por esta razón, en ocasiones se emplean circuitos más elaborados con los cuales el motor nunca está completamente desconectado de la línea.

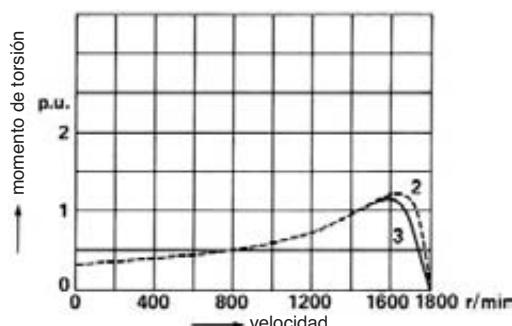


Figura 20.31a
Curvas típicas de par o momento de torsión-velocidad a voltaje reducido (0.65 pu) de un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla: (2) arranque con resistencia primaria; (3) arranque con autotransformador.

Las figuras 20.31a y 20.31b comparan el momento de torsión y la corriente de línea cuando se utiliza arranque con autotransformador (3) y arranque con resistencia (2). En cada caso, el voltaje con el rotor bloqueado es de 0.65 pu. El lector notará que los momentos de torsión con el rotor bloqueado son idénticos, pero la corriente de línea con el rotor bloqueado es mucho más baja cuando se utiliza un autotransformador (2.7 frente a 4.2 pu).

Sin embargo, cuando el motor alcanza aproximadamente el 90 por ciento de la velocidad síncrona, el arranque con resistencia produce un par o momento de torsión más alto porque el voltaje terminal es un poco más alto que el valor de 65 por ciento que existía al momento del arranque. Por otra parte, la corriente de línea a todas las velocidades es más pequeña cuando se utiliza un autotransformador.

Como los autotransformadores operan durante períodos muy cortos, pueden ser devanados con alambre mucho más delgado que los dispositivos para operación continua. Ello permite reducir drásticamente el tamaño, peso y costo de estos componentes.

Ejemplo 20-4

Un motor de inducción trifásico de 200 hp (150 kW), 460 V, 3520 r/min y 60 Hz tiene un par o momento de torsión con el rotor bloqueado de 600 N·m y una corriente con el rotor bloqueado de 1400 A (es el mismo motor que en el ejemplo 20-2). Se emplean dos autotransformadores, conectados en delta abierto y con la toma a 65 por ciento, para arranque con voltaje reducido.

Calcule

- La potencia aparente absorbida por el motor.
- La potencia aparente suministrada por la línea de 460 V.

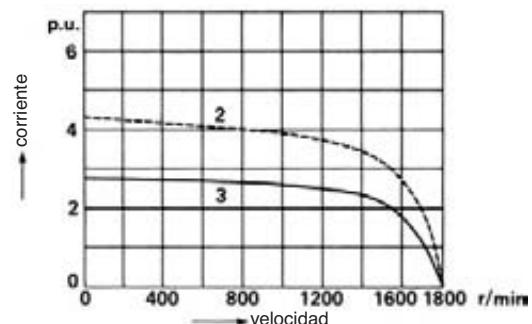


Figura 20.31b
Curvas típicas de corriente-velocidad a voltaje reducido (0.65 pu) de un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla: (2) arranque con resistencia primaria; (3) arranque con autotransformador.

- c. La corriente suministrada por la línea de 460 V.
- d. El par o momento de torsión con el rotor bloqueado.

Solución

- a. El voltaje a través del motor es

$$E = 0.65 \times 460 = 299 \text{ V}$$

La corriente absorbida por el motor es

$$I = 0.65 \times 1400 = 910 \text{ A}$$

La potencia aparente absorbida por el motor es

$$\begin{aligned} S_m &= \sqrt{3} EI \\ &= \sqrt{3} \times 299 \times 910 \\ &= 471 \text{ kVA} \end{aligned}$$

- b. La potencia aparente suministrada por la línea es igual a la absorbida por el motor porque la potencia activa y reactiva consumida por los autotransformadores es insignificante (sección 12.1). Por consiguiente,

$$S_L = S_m = 471 \text{ kVA}$$

- c. La corriente absorbida de la línea es

$$\begin{aligned} I &= S_L / (\sqrt{3} E) \quad (8.9) \\ &= 471\,000 / (1.73 \times 460) \\ &= 592 \text{ A} \end{aligned}$$

Observe que esta corriente es considerablemente más pequeña que la corriente de línea (910 A) en el caso de arranque con resistencia.

- d. El momento de torsión con el rotor bloqueado varía como el cuadrado del voltaje en el motor:

$$\begin{aligned} T &= 0.65^2 \times 600 \\ &= 0.42 \times 600 \\ &= 252 \text{ N}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

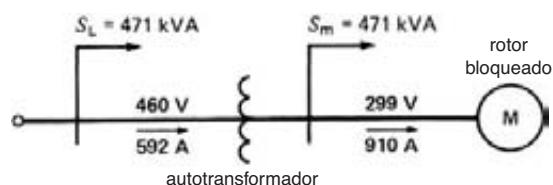


Figura 20.32

Vea el ejemplo 20-4.

Los resultados de estos cálculos se resumen en la figura 20.32. Vale la pena compararlos con los resultados mostrados en la figura 20.27.

20.14 Otros métodos de arranque

Además de resistores y autotransformadores, se emplean varios métodos más para limitar la corriente y el momento de torsión al arrancar motores de inducción. Algunos sólo requieren un cambio en las conexiones del devanado del estator. El método de arranque mediante *devanado parcial* se puede utilizar cuando el motor de inducción tiene dos devanados trifásicos idénticos que operan en paralelo cuando el motor está funcionando. Durante la fase de arranque, sólo se utiliza uno de estos devanados trifásicos. En consecuencia, la impedancia es mayor que si los dos devanados se conectaran en paralelo. Una vez que el motor cobra velocidad, el segundo devanado trifásico entra en servicio para que los dos devanados operen en paralelo. La figura 20.33 muestra cómo se pueden acomodar dos contactores A y B de tres polos para arranque con devanado parcial. El contactor A se cierra primero, con lo cual se energizan los devanados 1, 2, 3. Un poco después, el contactor B se cierra, lo que hace que los devanados 7, 8, 9 se pongan en paralelo con los devanados 1, 2, 3.

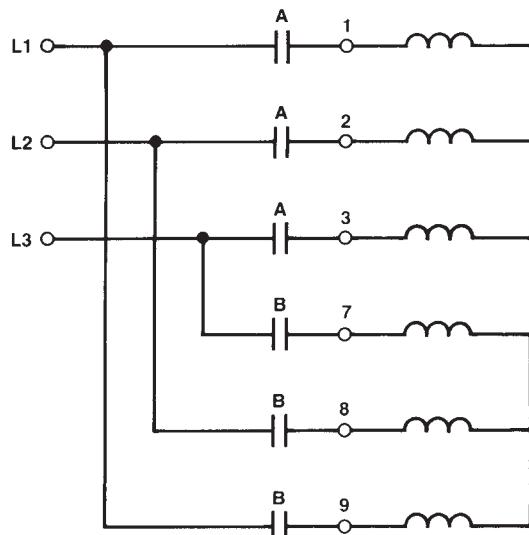


Figura 20.33

Arranque con devanado parcial de un motor de inducción.

Existen muchos tipos de conexiones de devanado parcial y algunos motores más grandes cuentan con devanados especialmente diseñados para optimizar el desempeño de arranque.

En el arranque en *Y-delta*, los seis conductores del estator se conectan a la caja de terminales. Los devanados se conectan en Y durante el arranque, y en delta durante condiciones de funcionamiento normales. Este método de arranque da los mismos resultados que un arrancador con autotransformador con toma al 58%. La razón es que el voltaje a través de cada devanado conectado en Y es de sólo $1/\sqrt{3}$ ($= 0.58$) de su valor nominal.

Por último, para arrancar motores de rotor devanado, se ponen progresivamente en cortocircuito los resistores de *rotor* externos en uno, dos o más pasos. El número de pasos depende del tamaño de la máquina y de la naturaleza de la carga (vea la figura 13.19).

20.15 Interruptores de leva

Algunas operaciones industriales tienen que estar bajo el control continuo de un operador. En malacates, por ejemplo, un operador tiene que variar la velocidad de ascenso y descenso y la carga se tiene que colocar con cuidado en el lugar apropiado. Esta secuencia de control supervisada se puede realizar con interruptores de leva.

La figura 20.34 muestra un interruptor de leva de tres posiciones diseñado para la operación *hacia delante*, *en reversa* y *detención* de un motor de inducción trifásico. En cada una de las posiciones de la perilla, al-

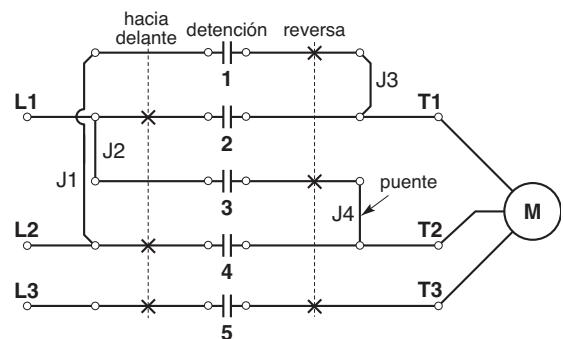
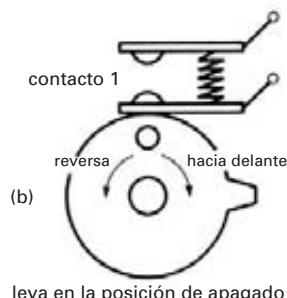
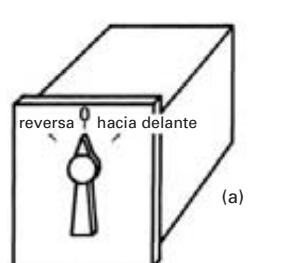


Figura 20.35

Diagrama esquemático de un interruptor de leva que permite operación en directa-reversa y detención de un motor trifásico.

gunos contactos se cierran mientras que otros se abren. Esta información se da en una tabla, casi siempre pegada en un costado del interruptor. Una cruz (X) representa un contacto cerrado, mientras que un espacio en blanco es un contacto abierto. En la posición hacia delante, por ejemplo, los contactos 2, 4 y 5 están cerrados y los contactos 1 y 3 están abiertos. Al girar la perilla a la posición de detención, todos los contactos se abren. La figura 20.34b muestra la forma de la leva que controla la apertura y cierre del contacto 1.

El diagrama esquemático (Fig. 20.35) muestra cómo conectar el interruptor de leva a un motor trifásico. El estado de los contactos (abierto o cerrado) se muestra directamente en el diagrama para cada posición de la perilla.



leva en la posición de apagado

contacto	hacia delante	detención	reversa
1			X
2	X		
3			X
4	X		
5	X		X

Figura 20.34

- Apariencia externa de un interruptor de leva.
- Detalle de la leva que controla el contacto 1 en la posición de detención.
- Tabla que da el estado encendido-apagado de los cinco contactos.

La línea y el motor trifásicos están conectados a las terminales apropiadas del interruptor de leva. Observe que también se requieren los alambres de cierre o puentes J1, J2, J3, J4 para completar las conexiones. El lector deberá analizar las conexiones del circuito y el flujo de corriente resultante para cada una de las posiciones del interruptor. Por ejemplo, cuando el interruptor se encuentra en la posición hacia delante, los contactos 2, 4, 5 están cerrados y L1 está conectado a T1, L2 a T2 y L3 a T3.

Algunos interruptores de leva están diseñados para transportar varios cientos de amperes, pero con frecuencia se prefiere utilizar contactores magnéticos para manejar grandes corrientes. En esos casos se emplea un pequeño interruptor de leva para controlar las bobinas relevadoras de los contactores. Los esquemas de control muy elaborados pueden ser diseñados con interruptores de leva de múltiples contactos.

20.16 Computadoras y controles

Los dispositivos de control descritos en este capítulo se utilizan en toda la industria. Sin embargo, con el advenimiento de las computadoras, ahora es posible *simular* el comportamiento de muchas bobinas relevadoras y contactos relevadores. Más aún, también es posible simular las conexiones entre estos dispositivos. Así, es posible elaborar circuitos de control muy complejos utilizando simplemente una computadora. Por lo tanto, en lugar de utilizar relevadores, contactos y amortiguadores de retraso, simplemente se *programan* estos dispositivos (y su cableado eléctrico) en una computadora. Las computadoras utilizadas para este propósito se llaman Controladores Lógicos Programables (PLCs, por sus siglas en inglés). Su construcción y principio básico de operación se describen en el capítulo 31.

CONTROLES ELÉCTRICOS

20.17 Fundamentos de controles eléctricos*

En este capítulo hemos visto el equipo de control básico utilizado para arrancar y detener motores de indu-

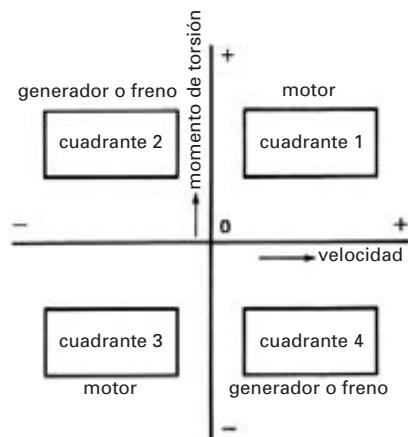


Figura 20.36

Los controladores eléctricos pueden operar en cuatro cuadrantes distintos.

ción. Sin embargo, algunos controles industriales requieren un motor para funcionar con varios momentos de torsión y velocidades, tanto hacia delante como en reversa. Además de operar como motor, la máquina con frecuencia tiene que funcionar durante períodos breves como generador o freno. En locomotoras eléctricas, por ejemplo, el motor puede funcionar en el sentido o contra el sentido de las manecillas del reloj, y el momento de torsión puede actuar en o contra la dirección de rotación. En otras palabras, la velocidad y el par o momento de torsión pueden ser positivos o negativos.

Al describir controles industriales, los diversos modos de operación se ilustran mejor en forma gráfica. Las velocidades positiva y negativa se trazan en el eje horizontal y los momentos de torsión positivo y negativo en el vertical (Fig. 20.36). Esto da lugar a cuatro cuadrantes de operación, designados respectivamente cuadrantes 1, 2, 3 y 4.

Si una máquina opera en el cuadrante 1, tanto el momento de torsión como la velocidad son positivos, es decir, actúan en la misma dirección. Por consiguiente, una máquina que opera en este cuadrante lo hace como motor. Como tal, suministra potencia mecánica a la carga. La máquina también opera como motor en el cuadrante 3, excepto que tanto el momento de torsión como la velocidad están invertidos.

Una máquina que opera en el cuadrante 2 desarrolla un momento de torsión positivo pero su velocidad es negativa. En otras palabras, el par o momento de torsión actúa en el sentido de las manecillas del reloj mientras que la máquina gira en sentido contrario al de

* Un control eléctrico es un sistema compuesto de uno o varios motores eléctricos y de todo el equipo de control eléctrico diseñado para regular el desempeño de estos motores (*IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms*).

las manecillas del reloj. En este cuadrante, la máquina absorbe potencia mecánica de la carga; por lo tanto, funciona básicamente como generador. La potencia mecánica se transforma en potencia eléctrica y esta última casi siempre es retroalimentada a la línea. Sin embargo, la potencia eléctrica puede ser disipada en un resistor externo, tal como en un freno dinámico.

Dependiendo de la forma en que esté conectada, una máquina también puede funcionar como *freno* cuando opera en el cuadrante 2. La potencia mecánica absorbida se convierte de nuevo en potencia eléctrica, pero ésta inmediata e inevitablemente se convierte en calor. De hecho, cuando una máquina funciona como freno, absorbe potencia eléctrica de la línea de suministro al mismo tiempo que absorbe potencia mecánica del eje. Ambas entradas de potencia se disipan como calor (a menudo adentro de la máquina misma). Por ejemplo, siempre que se invierte la rotación de una máquina, opera como freno. En unidades propulsoras grandes rara vez se utiliza el modo de operación de freno porque es muy ineficiente. En consecuencia, por lo general el circuito se organiza de manera que la máquina funcione como generador cuando opera en el cuadrante 2.

El cuadrante 4 es idéntico al cuadrante 2, excepto que el momento de torsión y la velocidad están invertidos; por consiguiente, aplican las mismas observaciones.

20.18 Curvas típicas de par o momento de torsión-velocidad

La curva de par o momento de torsión-velocidad de un motor de inducción trifásico es un excelente ejemplo del comportamiento de motor-generador-freno de una máquina eléctrica. Primero lo estudiamos en la sección 14.16 del capítulo 14. Se insta al lector a que dedique unos momentos a esta sección, con especial atención en la figura 14.16.

Refiriéndonos ahora a la curva sólida mostrada en la figura 20.37, la máquina actúa como motor en el cuadrante 1, como freno en el cuadrante 2 y como generador en el cuadrante 4 (sección 14.16). Si se invierten los conductores del estator, se obtiene otra curva de momento de torsión-velocidad. Esta curva punteada muestra que ahora la máquina opera como motor en el cuadrante 3, como generador en el cuadrante 2 y como freno en el cuadrante 4. Observe que la máquina puede funcionar ya sea como generador o como freno en los cuadrantes 2 y 4. Por otra parte, siempre funciona como motor en los cuadrantes 1 y 3.

Para dar otro ejemplo, la figura 20.38 muestra la curva completa de momento de torsión-velocidad de

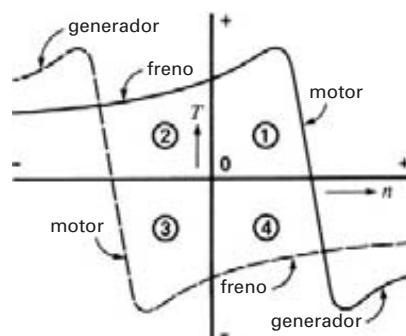


Figura 20.37

Curva típica de par o momento de torsión-velocidad de un motor de inducción de jaula de ardilla que opera a frecuencia y voltaje fijos.

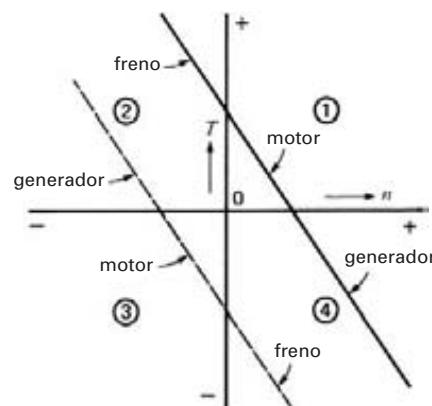


Figura 20.38

Curva típica de par o momento de torsión-velocidad de un motor de cd.

un motor de cd en derivación cuando el voltaje en la armadura es fijo. Nuevamente se aprecian los modos de motor-generador-freno. Si se invierten los conductores de la armadura, se obtiene la curva punteada de momento de torsión-velocidad.

Al diseñar controles eléctricos de velocidad variable, tratamos de variar la velocidad y el momento de torsión en una forma suave y continua para satisfacer los requerimientos de carga. Por lo general, esto se hace desplazando toda la característica de momento de torsión-velocidad hacia delante y hacia atrás a lo largo del eje horizontal. Por ejemplo, podemos desplazar la curva de momento de torsión-velocidad del motor (Fig. 20.38) variando el voltaje en la armadura. De la misma manera, podemos desplazar la curva de un mo-

tor de inducción variando al mismo tiempo el voltaje y la frecuencia aplicados al estator.

Para entender mejor los principios de control de velocidad variable, primero veremos la manera en que la frecuencia variable afecta el comportamiento de un motor de inducción de jaula de ardilla.

20.19 Forma de la curva de par o momento de torsión-velocidad

La curva de par o momento de torsión-velocidad de un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla depende del voltaje y de la frecuencia aplicados al estator. Ya sabemos que si la frecuencia es fija, el momento de torsión varía como el cuadrado del voltaje aplicado. También sabemos que la velocidad síncrona depende de la frecuencia. Surge ahora la pregunta, ¿cómo se ve afectada la curva de par o momento de torsión-velocidad cuando tanto el voltaje como la frecuencia varían? En la práctica, varían en la misma proporción para mantener un flujo constante en el entrehierro. Por lo tanto, cuando se duplica la frecuencia, se duplica el voltaje en el estator. En estas condiciones, la forma de la curva de momento de torsión-velocidad permanece igual, pero su posición a lo largo del eje de velocidad se desplaza con la frecuencia.

Variar el voltaje y la frecuencia en la misma proporción ha dado lugar a la “regla de volts por hertz” de operación de un motor. Manteniendo los volts por hertz al mismo nivel mientras variemos la frecuencia, garantizamos que el flujo en el motor siempre estará cerca de su valor nominal. Sin embargo, a frecuencias por debajo de 20% de la frecuencia nominal, aproximadamente, tenemos que incrementar progresivamente la relación de volts por hertz para compensar la caída IR en el estator.

La figura 20.39 muestra la curva de par o momento de torsión-velocidad de un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla, de 15 hp (11 kW), 460 V y 60 Hz. La velocidad y el momento de torsión a plena carga son de 1725 r/min y 60 N·m, respectivamente, el par o momento de torsión máximo es de 160 N·m y el par o momento de torsión con el rotor bloqueado es de 80 N·m.

Si reducimos tanto el voltaje como la frecuencia a un cuarto de su valor original (115 V y 15 Hz), la nueva curva de par o momento de torsión-velocidad se desplaza hacia la izquierda. La curva conserva la misma forma, pero cruza el eje a una velocidad síncrona de $1800/4 = 450$ r/min (Fig. 20.40). Asimismo, si aumentamos el voltaje y la frecuencia en 50 por ciento (690 V, 90 Hz), la curva se desplaza a la derecha y la nueva velocidad síncrona es de 2700 r/min.

Aunque reduzcamos la frecuencia a cero (cd), la curva de momento de torsión-velocidad mantiene bá-

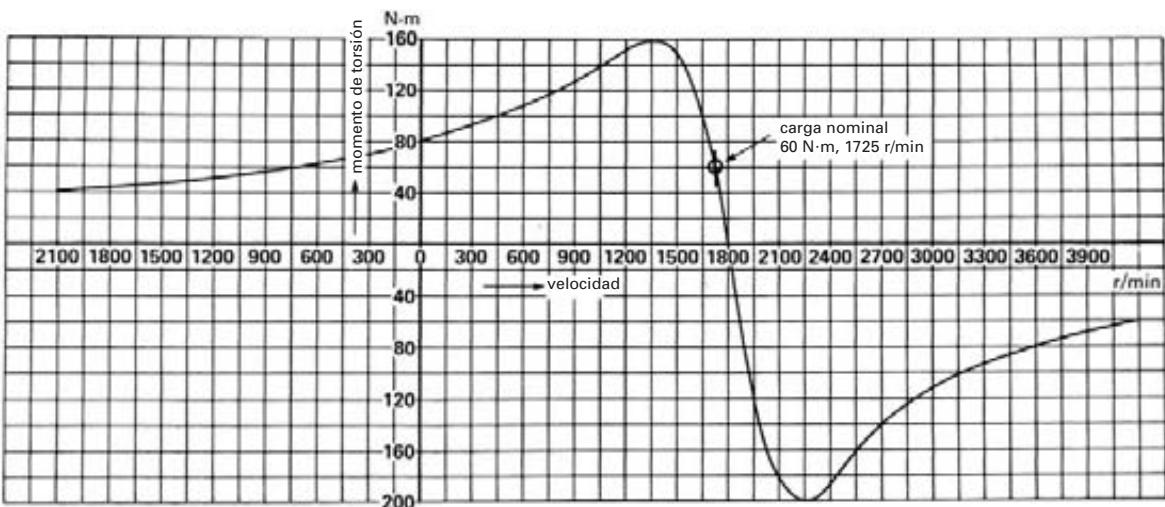
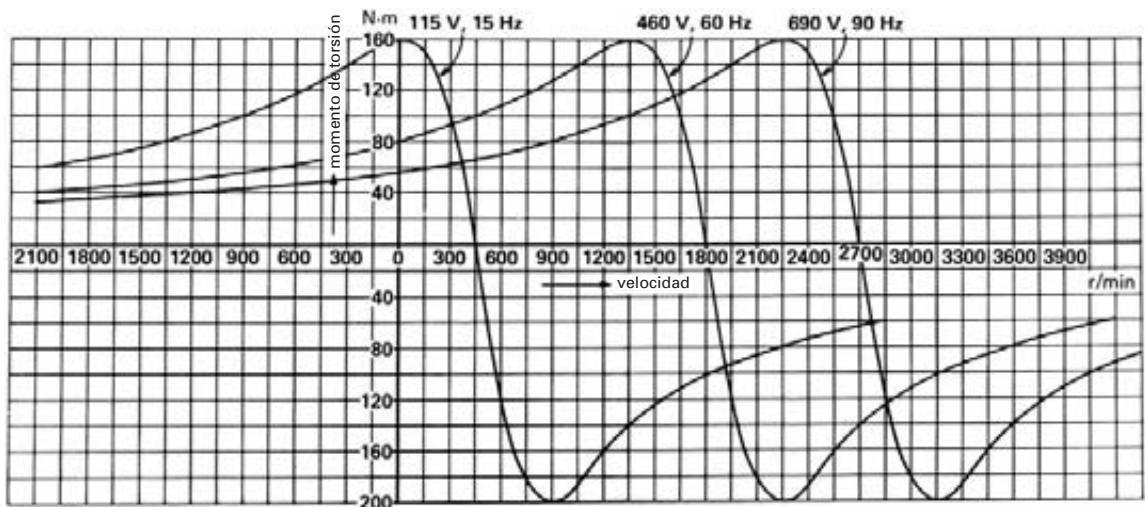
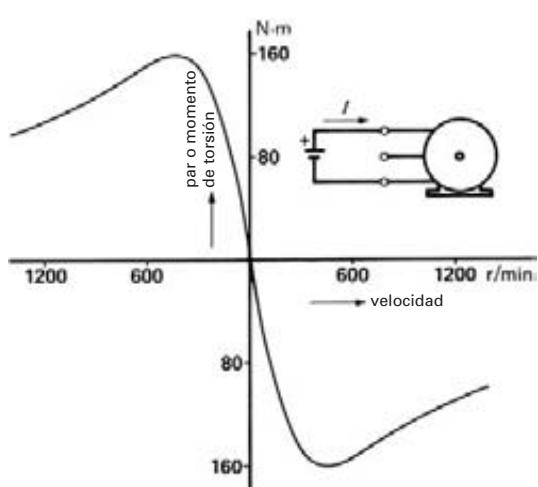


Figura 20.39

Curva de par o momento de torsión-velocidad de un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla, de 15 hp, 460 V y 60 Hz.

**Figura 20.40**

Curva de par o momento de torsión-velocidad a tres frecuencias y voltajes diferentes.

**Figura 20.41**

Estator excitado por corriente directa.

sicamente la misma forma. Podemos hacer que la corriente circule en dos líneas cualesquiera del estator y dejar abierta la tercera línea. El motor desarrolla un momento de torsión de frenado simétrico que se incrementa conforme aumenta la velocidad, con lo que alcanza un máximo en ambas direcciones, como se muestra en la figura 20.41. En esta figura, la corriente directa en los devanados se ajusta para producir el par o momento de torsión máximo nominal.

Como la forma de la curva de momento de torsión-velocidad es igual a todas las frecuencias, se deduce que el momento de torsión desarrollado por un motor de inducción es igual siempre y cuando la velocidad de deslizamiento (en r/min) sea igual.

Ejemplo 20-5

Un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla, de 10 hp, 575 V, 1750 r/min y 60 Hz, NEMA clase D, desarrolla un par o momento de torsión de 110 N·m a una velocidad de 1440 r/min. Si el motor es excitado a una frecuencia de 25 Hz, calcule lo siguiente:

- El voltaje requerido para mantener el mismo flujo en la máquina.
- La nueva velocidad con un par o momento de torsión de 110 N·m.

Solución

- Para mantener el mismo flujo, se debe reducir el voltaje en proporción a la frecuencia:

$$E = (25/60) \times 575 = 240 \text{ V}$$

- Obviamente, la velocidad síncrona del motor de 4 polos a 60 Hz es de 1800 r/min. Por lo tanto, la velocidad de deslizamiento con un par o momento de torsión de 110 N·m es

$$\begin{aligned} n_1 &= n_s - n \\ &= 1800 - 1440 = 360 \text{ r/min} \end{aligned}$$

La velocidad de deslizamiento es igual para el mismo par o momento de torsión, independiente mente de la frecuencia. La velocidad síncrona a 25 Hz es

$$n_s = (25/60) \times 1800 = 750 \text{ r/min}$$

La nueva velocidad a 110 N·m es

$$n = 750 - 360 = 390 \text{ r/min}$$

20.20 Curvas de corriente-velocidad

La curva característica de corriente-velocidad de un motor de inducción es una curva en forma de V que tiene un valor mínimo a velocidad síncrona. La corriente mínima es igual a la corriente magnetizante requerida para crear el flujo en la máquina. Como el flujo en el estator se mantiene constante, la corriente magnetizante es igual a todas las velocidades.

La figura 20.42 muestra la curva de corriente-velocidad del motor de inducción de jaula de ardilla de 15 hp, 460 V y 60 Hz que mencionamos anteriormente. Hemos trazado los valores efectivos de corriente para todas las velocidades; por lo tanto, la corriente siempre es positiva. La corriente con el rotor bloqueado es de 120 A y el momento de torsión correspondiente es de 80 N·m.

Como en el caso de la curva de momento de torsión-velocidad, podemos ver que si el flujo en el esta-

tor se mantiene constante, la curva de corriente-velocidad conserva la misma forma, sin importar cuál sea la velocidad síncrona. Así, conforme se varía la velocidad síncrona, la curva de corriente-velocidad se desplaza a lo largo del eje horizontal con la corriente mínima después de la velocidad síncrona. De hecho, las curvas de par o momento de torsión-velocidad y corriente-velocidad se mueven hacia delante y hacia atrás al unísono conforme se varía la frecuencia.

Suponga, por ejemplo, que el voltaje y la frecuencia se reducen en 75 por ciento a 115 V y 15 Hz. La corriente con el rotor bloqueado disminuye a 80 A, pero el momento de torsión correspondiente (Fig. 20.40) se incrementa a 160 N·m, igual al par o momento de torsión máximo total. Por consiguiente, si reducimos la frecuencia, obtenemos un par o momento de torsión más grande con una corriente más pequeña (Fig. 20.43). Ésta es una de las grandes ventajas del control mediante la frecuencia. De hecho, podemos acelerar gradualmente un motor y su carga incrementando de manera progresiva el voltaje y la frecuencia. Durante el periodo de arranque, el voltaje y la frecuencia se pueden variar automáticamente para que el motor opere próximo a su momento de torsión máximo desde cero hasta su velocidad nominal. Esto asegura una rápida aceleración con una corriente prácticamente constante.

En conclusión, un motor de inducción tiene excelentes características en condiciones de frecuencia variable. Para una frecuencia dada, la velocidad cam-

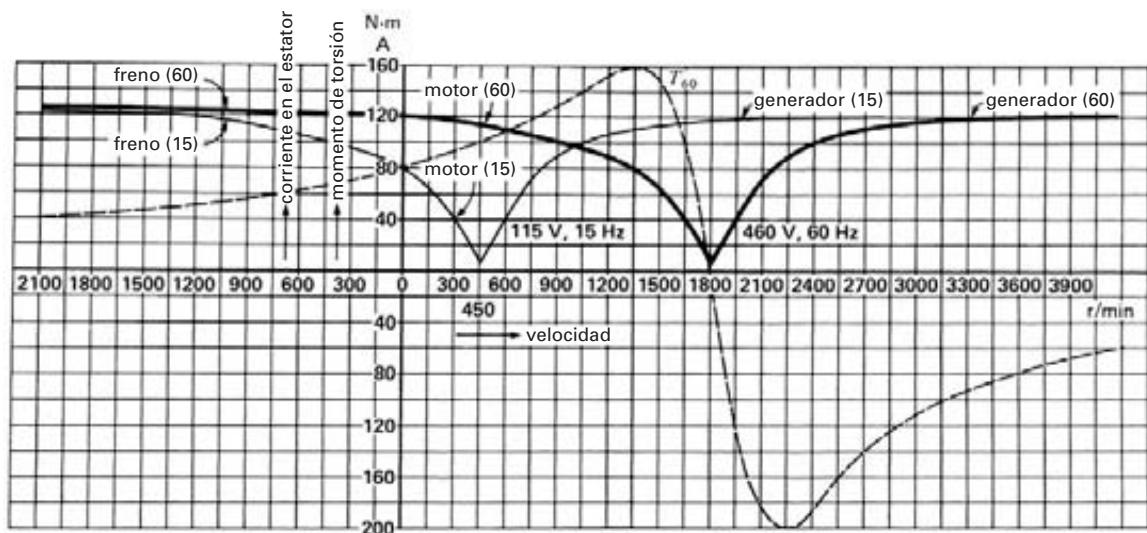
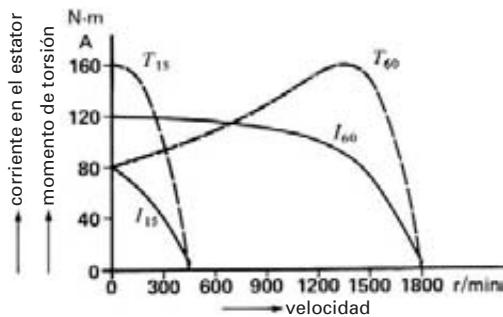


Figura 20.42

Curva de corriente-velocidad a 60 y 15 Hz. Además, curvas $T-n$ a 460 V y 60 Hz.

**Figura 20.43**

El momento de torsión de arranque se incrementa y la corriente disminuye conforme aumenta la frecuencia.

bía muy poco conforme se incrementa la carga. En muchos aspectos, la característica de momento de torsión-velocidad es similar a la de un motor de cd en derivación con control de voltaje variable en la armadura.

Ejemplo 20-6

Con la información revelada por las curvas de par o momento de torsión-velocidad y corriente-velocidad de la figura 20.42, calcule el voltaje y la frecuencia requeridos para que la máquina funcione a 3200 r/min al mismo tiempo que desarrolla un par o momento de torsión de 100 N·m. ¿Cuál es la corriente correspondiente en el estator?

Solución

Primero tenemos que encontrar la velocidad de deslizamiento correspondiente a un momento de torsión de 100 N·m.

De acuerdo con la figura 20.42, cuando el motor opera a 60 Hz y con un par o momento de torsión de 100 N·m, la velocidad es de 1650 r/min. Por consiguiente, la velocidad de deslizamiento es

$$\begin{aligned} n_1 &= n_s - n \\ &= 1800 - 1650 = 150 \text{ r/min} \end{aligned}$$

La velocidad de deslizamiento es igual cuando el motor desarrolla 100 N·m a 3200 r/min. Por lo tanto, la velocidad síncrona debe ser

$$n_s = 3200 + 150 = 3350 \text{ r/min}$$

La frecuencia correspondiente es,

$$f = (3350/1800) \times 60 = 111.7 \text{ Hz}$$

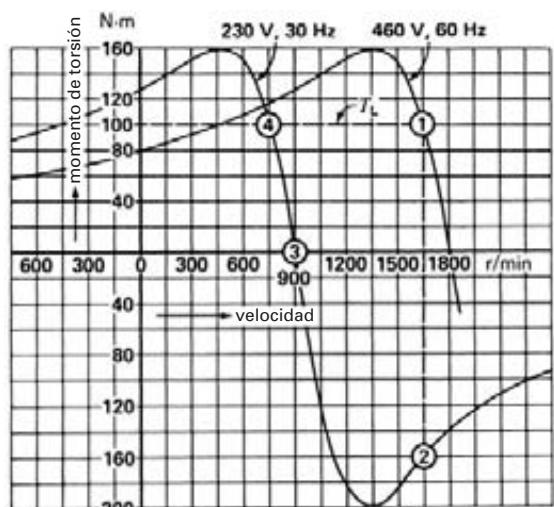
El voltaje correspondiente en el estator es

$$E = (111.7/60) \times 460 = 856 \text{ V}$$

Las curvas de corriente-velocidad y par o momento de torsión-velocidad a 60 Hz (Fig. 20.42) muestran que la corriente en el estator es de 40 A cuando el par o momento de torsión es de 100 N·m. Como la curva de corriente-velocidad se desplaza junto con la curva de par o momento de torsión-velocidad, de nuevo la corriente es de 40 A a 3200 r/min y 100 N·m.

20.21 Frenado regenerativo

Una ventaja adicional del control de frecuencia es que permite un frenado regenerativo. Refiriéndonos a la figura 20.44, supongamos que el motor está conectado a una línea de 460 V y 60 Hz. Está funcionando a 1650 r/min e impulsa una carga de momento de torsión constante $T_L = 100 \text{ N}\cdot\text{m}$ (punto de operación 1). Si reducimos repentinamente la frecuencia y el voltaje en 50 por ciento, el motor operará de inmediato siguiendo la curva de momento de torsión-velocidad a 30 Hz y 230 V. Como la velocidad no puede cambiar instantáneamente (por la inercia), el motor se encontrará de repente en el punto de operación 2 en la nueva curva de momento de torsión-velocidad. El momento de torsión del motor es negativo; por consiguiente, la velocidad se reducirá muy rápido siguiendo la curva de 50 por ciento hasta alcanzar el momento de torsión T_L (punto de operación 4).

**Figura 20.44**

Efecto de cambiar repentinamente la frecuencia del estator.

La característica interesante es que al movernos a lo largo de la curva del punto 2 al 3, la energía es regresada a la línea de ca, porque el motor actúa como generador asincrónico durante este intervalo.

La capacidad de desarrollar un alto momento de torsión desde cero hasta la velocidad máxima, junto con la economía del freno regenerativo, es la razón principal por la que los controles de motor de inducción controlados por frecuencia se están volviendo tan populares. Estos controles controlados electrónicamente se describen en el capítulo 23.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 20-1 Mencione cuatro tipos de diagramas de circuito y describa el propósito de cada uno.
- 20-2 Sin consultar el texto, describa la operación del arrancador mostrado en la figura 20.16b, y especifique el uso de cada componente.
- 20-3 Dé los símbolos para contactos NA, NC y para un relevador térmico.
- 20-4 Identifique todos los componentes mostrados en la figura 20.23a mediante la lista de equipo dada en la tabla 20A. ¿Dónde se sitúan físicamente el contacto T y la bobina A?
- 20-5 ¿Qué sucede si se oprimen simultáneamente los botones de arranque y detención de la figura 20.24a?
- 20-6 Recurriendo a la figura 20.24, si elimináramos el contacto A_x en paralelo con el botón de arranque, ¿qué efecto tendría esto en la operación del arrancador?
- 20-7 Si ocurre un cortocircuito en el motor M de la figura 20.14, ¿qué dispositivo abrirá el circuito?
- 20-8 Un cortocircuito parcial entre las vueltas del devanado del estator del motor M mostrado en la figura 20.24 produce un incremento de 50% en la corriente de línea de una fase. ¿Qué dispositivo apagará el motor?
- 20-9 ¿En qué circunstancias se requiere arranque con voltaje reducido?
- 20-10 Recurriendo a la figura 20.39, ¿en cuáles cuadrantes ocurren los siguientes puntos de operación de momento de torsión-velocidad?
 - a. +1650 r/min, + 100 N·m
 - b. +3150 r/min, - 100 N·m

- 20-11 Recurriendo a la figura 20.39, calcule la potencia mecánica [hp] del motor cuando funciona a 450 r/min.
 - 20-12 Un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla de 4 polos tiene una capacidad de 208 V y 60 Hz. Necesitamos que el motor funcione a una velocidad sin carga de aproximadamente 225 r/min mientras mantiene el mismo flujo en el entrehierro. Calcule el voltaje y la frecuencia requeridos para aplicarlos al estator.
 - 20-13 Recurriendo a la figura 20.42, ¿cuál es la corriente en el estator bajo las siguientes condiciones, sabiendo que el estator es energizado a 460 V y 60 Hz?
 - a. La máquina funciona como motor a 1650 r/min y desarrolla un momento de torsión de 120 N·m.
 - b. La máquina funciona como freno a 300 r/min.
 - c. La máquina es impulsada como generador asincrónico con un momento de torsión de 120 N·m
 - 20-14 Diga en qué cuadrantes una máquina opera
 - a. Como freno.
 - b. Como motor.
 - c. Como generador.
 - 20-15 Una máquina gira en el sentido de las manecillas del reloj en el cuadrante 3. ¿Desarrolla un par o momento de torsión en el sentido o contra el sentido de las manecillas del reloj?
- Nivel intermedio*
- 20-16 Un relevador térmico, cuya curva de activación se da en la figura 20.27, tiene que proteger un motor de inducción trifásico de 40 hp, 575 V y 720 r/min cuya capacidad de corriente nominal es de 40 A. Si el relevador se ajusta a 40 A, ¿cuánto tardará en activarse si la corriente en el motor es de
 - a. 60 A?
 - b. 240 A?
 - 20-17
 - a. Si se utiliza el circuito de control de la figura 20.22 en lugar del mostrado en la figura 20.14, demuestre que el motor arrancará y continuará funcionando si se oprime momentáneamente el botón de arranque.
 - b. Demuestre que si se oprime el botón de avance a pasos, el motor sólo funcionará mientras el botón esté oprimido.

- 20-18 Un contactor magnético puede hacer 3 millones de interrupciones de circuito normales antes de que sea necesario reemplazar sus contactos. Si un operador hace avanzar a pasos el motor de modo que arranque y se detenga una vez por minuto, ¿después de aproximadamente cuántos días de trabajo será necesario reemplazar los contactos, suponiendo que el operador trabaja 8 horas al día?
- 20-19 a. Recurriendo a la figura 20.24a y suponiendo que el motor está inicialmente en reposo, explique la operación del circuito cuando se oprime momentáneamente el botón de arranque.
 b. Si el motor está funcionando normalmente, ¿qué sucede si se oprime momentáneamente el botón de detención?
- 20-20 a. Explique la secuencia de eventos que tiene lugar cuando se oprime momentáneamente el botón de arranque mostrado en la figura 20.25c, sabiendo que el relevador RT está ajustado para un retraso de 10 s.
 b. Explique qué sucede al oprimir el botón de detención cuando el motor está funcionando.
- 20-21 Recurriendo a la figura 20.30, describa la secuencia de eventos que ocurre cuando se oprime momentáneamente el botón de arranque, sabiendo que el relevador RT está ajustado para un retraso de 5 s. Trace las conexiones de circuito reales, en secuencia, hasta que el motor alcanza su velocidad final.
- 20-22 Un motor de inducción trifásico de 100 hp y 460 V posee las características dadas por la curva 1 en las figuras 20.26a y 20.26b. La corriente a plena carga es de 120 A y los relevadores térmicos están ajustados a este valor. Si la curva de activación del relevador se da en la figura 20.17, calcule el tiempo de activación aproximado si la corriente de carga se eleva de repente a 240 A. (Suponga que el motor había estado funcionando durante varias horas a plena carga.)
- 20-23 Recurriendo a la figura 20.39 e ignorando las pérdidas por fricción en los cojinetes y por fricción del aire, calcule la potencia P_r suministrada al rotor cuando la máquina funciona
 a. Como motor a 1650 r/min.
 b. Como freno a 750 r/min.
 c. Como generador a 2550 r/min.
- 20-24 En el problema 20-23, calcule el valor de las pérdidas I^2R en el rotor en cada caso.
- 20-25 Recurriendo a la figura 20.39, calcule el voltaje y la frecuencia que se deben aplicar a la máquina para que funcione como un motor de frecuencia relativamente alta
 a. A una velocidad de 1200 r/min, desarrollando un momento de torsión de 100 N·m.
 b. A una velocidad de 2400 r/min, desarrollando un momento de torsión de 60 N·m.
- 20-26 Recurriendo a la figura 20.42, calcule el voltaje y la frecuencia que se deben aplicar al estator para que el momento de torsión con el rotor bloqueado sea de 100 N·m con una corriente de 40 A.
- 20-27 a. Es imposible que una máquina cambie instantáneamente de un punto en el cuadrante 1 a un punto en el cuadrante 2. ¿Por qué?
 b. ¿Puede cambiar instantáneamente del cuadrante 1 al cuadrante 4?
- 20-28 Un motor de cd devanado en derivación de 4 polos tiene una resistencia en el circuito de la armadura de 4Ω . Está conectado a una fuente de cd de 240 V y la velocidad sin carga es de 1800 r/min; la corriente correspondiente en la armadura es insignificante. Suponiendo una excitación de campo constante y que se pueden omitir los efectos de reacción en la armadura, calcule lo siguiente:
 a. La corriente en la armadura a 900 r/min.
 b. La salida de potencia mecánica [hp] a 1200 r/min.
 c. El par o momento de torsión [N·m] a 300 r/min.
 d. El par o momento de torsión de arranque [pie-lbf].
 e. Trace la curva de par o momento de torsión-velocidad que pasa por los cuadrantes 1, 2 y 4 (vea la figura 20.38).
- 20-29 a. En el problema 20-28, trace la curva de par o momento de torsión-velocidad si se aplican 60 V a la armadura, mientras se mantiene la misma excitación de campo.
 b. ¿Cuál es la frecuencia de la corriente en las bobinas de la armadura a una velocidad de 300 r/min?
- Nivel avanzado*
- 20-30 a. Las curvas mostradas en la figura 20.26 corresponden a un motor de inducción

- trifásico de 100 hp, 460 V, 1765 r/min y 60 Hz, cuya corriente a plena carga es de 120 A. Calcule el par o momento de torsión máximo para las curvas 1 y 2 [pie·lbf].
- b. Calcule el par o momento de torsión desarrollado cuando los resistores están en el circuito y la corriente de línea es de 480 A [pie·lbf].
- 20-31 El motor que tiene la característica $T-n$ dada en la figura 20.39 está funcionando a una velocidad sin carga de 1800 r/min. El par o momento total de inercia del rotor y su carga es de 90 lb·pie². La velocidad se tiene que reducir a un valor sin carga de 1200 r/min cambiando repentinamente el voltaje y la frecuencia aplicados al estator.

Calcule

- a. El voltaje y la frecuencia requeridos.
 - b. La energía cinética almacenada en las partes móviles.
 - c. La energía cinética final en las partes móviles.
 - d. ¿Es regresada a la línea trifásica toda la energía cinética perdida? Explique.
- 20-32 Un motor de inducción trifásico de 15 hp, 460 V y 60 Hz tiene la característica de par o momento de torsión-velocidad dada en la figura 20.39.
- a. ¿Cuál es la nueva forma de la curva si se aplican 230 V y 60 Hz al estator?
 - b. Calcule el nuevo par o momento de torsión máximo [pie·lbf].
- 20-33 En el problema 20-32, calcule el voltaje en el estator requerido para reducir el par o momento de torsión máximo a 60 N·m.

Aplicación industrial

- 20-34 Un motor trifásico de jaula de ardilla de 30 hp, 1780 r/min y 200 V que impulsa un compresor está protegido por un relevador térmico que tiene la característica de tiempo/corriente mostrada en la figura 20.45. La curva 3 se refiere a la operación trifásica normal y la 2 aplica cuando el motor funciona como monofásico.

El electricista de la planta ajustó el relevador a 82 A, lo que corresponde a la

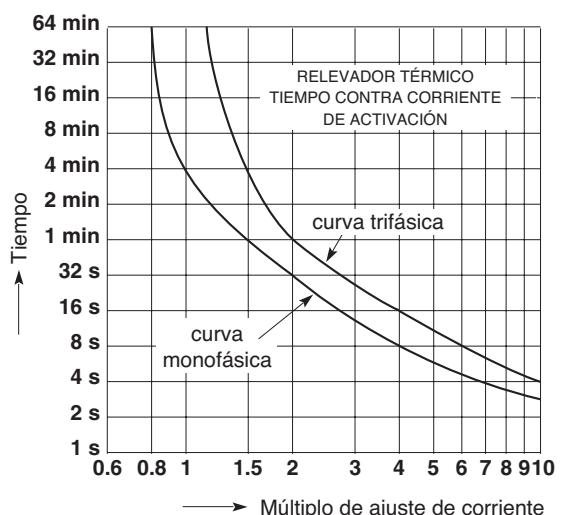


Figura 20.45

Vea el problema 20-34.

corriente nominal a plena carga del motor. En condiciones normales de operación, un amperímetro indicó que el motor absorbe una corriente de 71 A de la línea de 200 V.

Debido a una falla en otro circuito, el fusible del tablero de distribución asociado con la fase C del motor del compresor se fundió repentinamente, lo que provocó que funcionara como motor monofásico. Como resultado, la corriente en las fases A y B se elevó a 135 A.

¿Cuál es el tiempo máximo posible que se requirió para que el relevador térmico activara el contactor? (La característica térmica corresponde a condiciones de arranque en frío.)

- 20-35 De acuerdo con las especificaciones del fabricante, se sabe que el motor del problema 20-34 absorbe una corriente con el rotor bloqueado de 465 A a 200 V, trifásicos. El par o momento de torsión de arranque por unidad es de 2.20.

El motor es arrancado durante un severo descenso de voltaje en la compañía de electricidad. Este descenso, combinado con la caída de voltaje en la línea provocada por la gran corriente de arranque, hizo que el voltaje a través de las terminales del motor disminuyera a 155 V. A su vez, el momento de torsión reducido provocó que el motor acelerara muy lenta-

- mente y que no alcanzara su velocidad máxima antes que se activara el relevador térmico.
- ¿Cuál es la corriente de arranque por unidad y el par o momento de torsión de arranque por unidad en estas condiciones anormales?
 - Estime el tiempo que tardó en activarse el relevador.
- 20-36 El devanado del estator del motor del problema 20-34 tiene una resistencia de línea a neutro de $23\text{ m}\Omega$.
- Calcule las pérdidas en el cobre del estator cuando el motor funciona normalmente en la línea trifásica e impulsa el compresor.
 - Calcule las pérdidas en el cobre del estator cuando el motor funciona en el modo monofásico. ¿Este modo tiende a sobrecalentar el motor?
- 20-37 La bobina de retención de un contactor trifásico de 13 kW, 230 V y 60 Hz tiene una capacidad de 120 V. De acuerdo con el catálogo del fabricante, cuando el contactor está abierto, la bobina absorbe 100 VA con un factor de potencia de 0.75. En la posición de retención, la bobina absorbe 3 W y 11.5 VA.
- Necesitamos excitar la bobina directamente con la línea de 230 V. Para lograr este resultado, calcule la resistencia y la capacidad de potencia del resistor que se tiene que conectar en serie con la bobina
- cuando el contactor está abierto y
 - cuando el contactor está cerrado.

CAPÍTULO 21

Elementos fundamentales de electrónica de potencia

21.0 Introducción

Los sistemas y controles electrónicos han tenido una amplia aceptación en la tecnología de potencia, por lo que se ha vuelto casi indispensable tener conocimientos básicos sobre electrónica de potencia. Naturalmente, no podemos cubrir todos los aspectos de este amplio tema en un solo capítulo. No obstante, podemos ver en términos simples el comportamiento de un gran número de circuitos de potencia electrónicos, incluyendo los más utilizados hoy en día.

En lo que respecta a dispositivos electrónicos, primero estudiaremos los diodos y tiristores. Éstos se encuentran en todos los sistemas electrónicos que implican la conversión de potencia de ca en potencia de cd y viceversa. Luego veremos la aplicación de dispositivos más recientes, como tiristores con puerta de corte rápido (GTOs, por sus siglas en inglés), transistores de unión bipolar (BJTs, por sus siglas en inglés) también conocidos como transistores de potencia o PTR, transistores de efecto de campo de metal-óxido-semiconductor (MOSFETs, por sus siglas en inglés) y transistores bipolares con compuerta aislada (IGBTs, por sus siglas en inglés). Su acción en un circuito es básicamente igual a la de un tiristor y sus circuitos de conmutación asociados. En electrónica de potencia todos

estos dispositivos actúan básicamente como interruptores de alta velocidad; tan es así que una gran parte de la electrónica de potencia se puede explicar mediante la apertura y cierre de circuitos en instantes precisos. Sin embargo, no debemos pensar que los circuitos que contienen estos componentes y dispositivos son simples —no lo son—, sino que podemos entender su comportamiento sin tener conocimientos avanzados sobre la teoría de los semiconductores.

21.1 Nivel de potencial

En las secciones 2.4 y 2.5 del capítulo 2 vimos dos formas de representar voltajes en un circuito. Ahora veremos un tercer método que es particularmente útil en circuitos que se utilizan en electrónica de potencia. El método está basado en el concepto de niveles de potencial.

Para entender la operación de circuitos electrónicos, es útil imaginar qué terminales individuales tienen un nivel de potencial con respecto a una terminal de referencia. Ésta es cualquier punto conveniente elegido en un circuito; se supone que tiene un potencial eléctrico cero. El nivel de potencial de los demás puntos se mide entonces con respecto a esta terminal de referencia cero. En gráficas, el nivel de referencia se

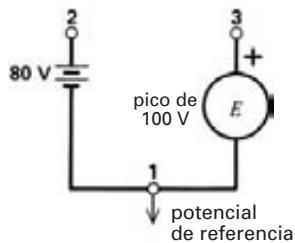


Figura 21.1
Método de nivel de potencial de voltajes representantes.

muestra como una línea horizontal que tiene un potencial de 0 V.

Considere, por ejemplo, el circuito de la figura 21.1, compuesto de una batería de 80 V conectada en serie con una fuente de ca E cuyo voltaje pico es de 100 V. De las tres terminales posibles, elegiremos la terminal 1 como el punto de referencia. Por lo tanto, el nivel de potencial de esta terminal está representado por la línea horizontal 1 en la figura 21.2.

Considere ahora el nivel de potencial de la terminal 2. La diferencia de potencial entre las terminales 1 y 2 siempre es de 80 V, y la terminal 2 es positiva con respecto a la terminal 1. Por consiguiente, el nivel de esta terminal está representado por una segunda línea horizontal 2 colocada a 80 V sobre la línea 1.

Considere ahora la terminal 3. El voltaje E entre las terminales 1 y 3 está alternando y se supone que su valor inicial es de 100 V, con la terminal 3 negativa con respecto a la terminal 1. Como E está alternando, el potencial de la terminal 3 primero es negativo y luego positivo con respecto a la terminal 1. La curva 3 muestra el nivel cambiante. Por lo tanto, durante el intervalo de 0 a t_1 , el nivel del punto 3 está debajo del nivel del punto 1, lo que indica que la terminal 3 es negativa con respecto a la terminal 1. Durante el intervalo de t_1 a t_2 , la polaridad se invierte, así que el nivel de la curva 3 ahora está arriba de la línea 1. Como consecuencia, la terminal 1 es negativa con respecto a la terminal 3, porque la línea 1 está debajo de la curva 3.

Este método de nivel de potencial nos permite determinar los voltajes instantáneos entre dos terminales cualesquiera en un circuito, así como sus polaridades relativas. Por ejemplo, durante el intervalo de t_2 a t_3 , la terminal 3 es positiva con respecto a la terminal 2 porque la curva 3 está arriba de la línea 2. El voltaje entre estas terminales alcanza un máximo de 20 V durante este intervalo. Entonces, de t_3 a t_6 , la terminal 3 es negativa con respecto a la terminal 2 y el voltaje entre ellas alcanza un valor máximo de 180 V en el instante t_5 .

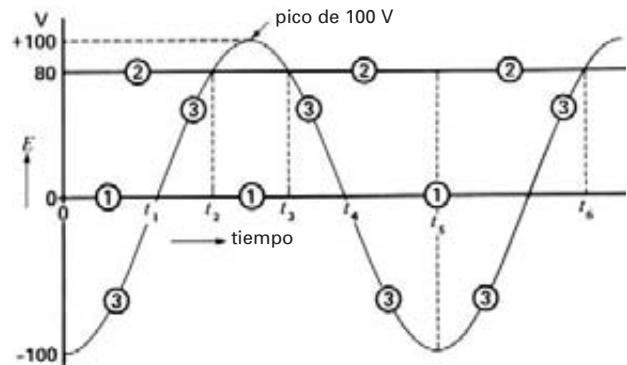


Figura 21.2
Niveles de potencial de las terminales 1, 2 y 3.

Pudimos haber elegido otra terminal como terminal de referencia. Así, en la figura 21.3 elegimos la terminal 3 y, como antes, la línea horizontal 3 representa el potencial cero de esta terminal de referencia (Fig. 21.4). Sabiendo que E es un voltaje alterno y que la terminal 3 es inicialmente 100 V negativa con respecto a la terminal 1 (como en la figura 21.2), podemos trazar la curva 1.

Para determinar el nivel de la terminal 2, sabemos que siempre es 80 V positiva con respecto a la terminal 1. Por consiguiente, trazamos la curva 2 de modo que siempre esté 80 V por encima de la curva 1. Al hacer esto, automáticamente establecemos el nivel de la terminal 2 con respecto a la terminal 3.

Las figuras 21.2 y 21.4 no tienen la misma apariencia; sin embargo, en todo instante, las polaridades relativas y diferencias de potencial entre las terminales son idénticas. Desde un punto de vista eléctrico, las dos figuras son idénticas. Se invita al lector a comprobarlo comparando los voltajes y sus polaridades relativas en varios instantes en las dos figuras.

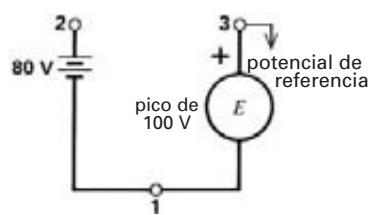
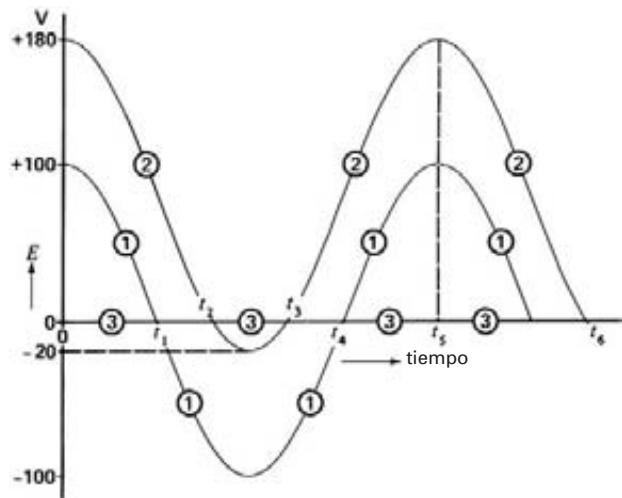


Figura 21.3
Cambio de la terminal de referencia.

**Figura 21.4**

Los niveles de potencial relativos son iguales que en la figura 21.2.

Al analizar circuitos electrónicos podemos seleccionar la terminal de referencia en cualquier parte; sin embargo, debemos seleccionarla de modo que sea fácil observar las formas de onda de los voltajes que nos interesan.

21.2 Voltaje a través de algunos elementos de circuito

Observemos primero los niveles de voltaje que aparecen a través de algunos elementos de circuito activos y pasivos utilizados comúnmente en circuitos electrónicos. Específicamente, examinaremos fuentes, interruptores, resistores, bobinas y capacitores.

1. Fuentes. Por definición, las fuentes de voltaje de ca y de cd ideales tienen impedancia interna cero. Por consiguiente, imponen niveles de potencial fijos. Por otra parte, las fuentes de corriente de ca y de cd tienen impedancia interna infinita. En consecuencia, suministran una corriente constante y los niveles de voltaje en el circuito deben adaptarse como corresponda.

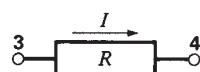
2. Potencial a través de un interruptor. Cuando un interruptor se abre (Fig. 21.5), el voltaje a través de sus terminales depende exclusivamente de los elementos externos que conforman el circuito. Por otra parte, cuando el interruptor se cierra, el nivel de potencial de

**Figura 21.5**

Potencial a través de un interruptor.

ambas terminales debe ser igual. Así pues, si conocemos el nivel de la terminal 2, entonces también conocemos el de la terminal 1. Esta regla simple también es válida para tiristores y diodos *idealizados*, porque se comportan como interruptores perfectos (aunque en un sentido).

3. Potencial a través de un resistor. Si no fluye corriente en un resistor, sus terminales 3, 4 deben estar al mismo potencial, porque la caída IR es cero (Fig. 21.6). Por consiguiente, si conocemos el nivel de potencial de una de las terminales, también conocemos el nivel de la otra. Por otra parte, si el resistor transporta una corriente I , la caída IR produce una diferencia de potencial correspondiente entre las terminales. Por ejemplo, si la corriente fluye realmente en la dirección mostrada en la figura 21.6, el potencial de la

**Figura 21.6**

Potencial a través de un resistor.

terminal 3 está por encima del de la terminal 4, en una cantidad igual a IR .

4. Potencial a través de una bobina o inductancia.

Las terminales de una bobina están al mismo potencial sólo durante los momentos en que la corriente no está cambiando. Si la corriente varía, la diferencia de potencial está dada por

$$E = L (\Delta I / \Delta t) \quad (2.27)$$

Por lo tanto, si la corriente en la figura 21.7 se *incrementa* mientras fluye en la dirección mostrada, el nivel de potencial de la terminal 5 está por *encima* del de la terminal 6 en una cantidad igual a $L \Delta I / \Delta t$. Por el contrario, si I *disminuye* mientras fluye en la dirección mostrada, el potencial de la terminal 5 está por *debajo* del de la terminal 6.

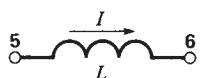


Figura 21.7

Potencial a través de un inductor.

5. Potencial a través de un capacitor. Las terminales de un capacitor están al mismo potencial sólo cuando el capacitor está completamente descargado. Además, la diferencia de potencial entre las terminales no cambia durante los intervalos en que la corriente I es cero (Fig. 21.8).

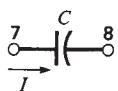


Figura 21.8

Potencial a través de un capacitor.

6. Nivel de potencial inicial. Vale la pena recordar una regla final con respecto a niveles de potencial. A menos que se diga lo contrario, suponemos las siguientes condiciones iniciales:

- Todas las corrientes en el circuito son cero y ninguna está en proceso de cambiar.
- Todos los capacitores están descargados.

Estas condiciones iniciales supuestas nos permiten analizar el comportamiento de cualquier circuito desde el momento en que se aplica la potencia.

DIODOS Y CIRCUITOS CON DIODOS

21.3 Diodo

Un diodo es un dispositivo electrónico que posee dos terminales, llamadas respectivamente ánodo (A) y cátodo (K) (Fig. 21.9). Aunque no tiene partes móviles, un diodo actúa como un interruptor de alta velocidad cuyos contactos se abren y cierran de acuerdo con las siguientes reglas:

Regla 1. Cuando no se aplica voltaje a través de un diodo, éste actúa como un interruptor abierto. Por lo tanto, el circuito se abre entre las terminales A y K (Fig. 21.9a).

Regla 2. Si aplicamos un *voltaje inverso* E_2 a través del diodo para que el ánodo sea *negativo* con respecto al cátodo, el diodo continúa actuando como interruptor abierto (Fig. 21.9b). Entonces se dice que el diodo está *inversamente polarizado*.

Regla 3. Si aplicamos un *voltaje directo* E_1 momentáneo de 0.7 V o más a través de las terminales para que el ánodo A sea ligeramente positivo con respecto al cátodo, las terminales se ponen en cortocircuito. El diodo actúa como un interruptor cerrado y de inmediato comienza a fluir una corriente I del ánodo al cátodo (Fig. 21.9c). Entonces se dice que el diodo está *directamente polarizado*.

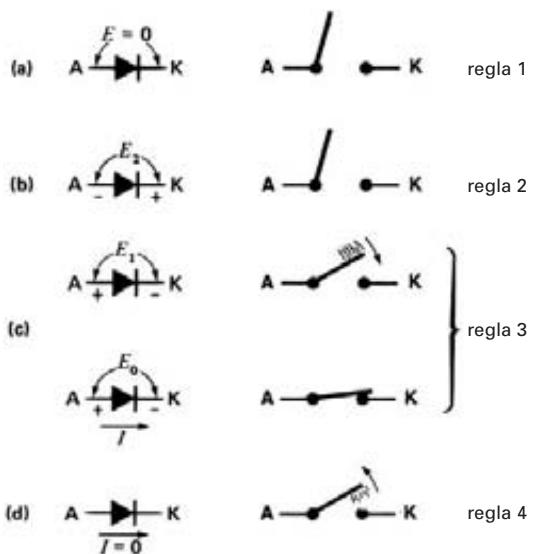


Figura 21.9

Reglas básicas que rigen el comportamiento de un diodo.

En la práctica, mientras el diodo conduce, aparece una pequeña caída de voltaje a través de sus terminales. Sin embargo, la caída de voltaje tiene un valor superior de aproximadamente 1.5 V, así que puede ser ignorada en la mayoría de los circuitos electrónicos. Precisamente porque la caída de voltaje es pequeña con respecto a otros voltajes en el circuito, podemos suponer que el diodo es esencialmente un interruptor cerrado cuando conduce.

Regla 4. En tanto fluya corriente, el diodo actúa como interruptor cerrado. Sin embargo, si deja de fluir durante incluso 10 μ s, el diodo ideal regresa de inmediato a su estado abierto original (Fig. 21.9d). La conducción se reanudará sólo cuando el ánodo se vuelva otra vez levemente positivo con respecto al cátodo (Regla 3.)

En conclusión, un diodo perfecto funciona como un interruptor normalmente abierto cuyos contactos se cierran en cuanto el *voltaje* en el ánodo se vuelve levemente positivo con respecto al cátodo. Sus contactos sólo se vuelven a abrir cuando la *corriente* (no el voltaje) se reduce a cero. Esta regla simple es fundamental para entender los circuitos que incluyen diodos y tiristores.

Símbolo de un diodo. El símbolo de un diodo (Fig. 21.9) tiene una flecha que indica la dirección del flujo de corriente convencional cuando el diodo conduce.

21.4 Características principales de un diodo

Voltaje pico inverso. Un diodo sólo puede soportar cierta cantidad de voltaje inverso antes de descomponerse. El *voltaje pico inverso* (PIV, por sus siglas en inglés) va de 50 a 4000 V, según la construcción. Si se excede el PIV nominal, el diodo comienza a conducir en reversa y, en muchos casos, es destruido de inmediato.

Corriente promedio máxima. También existe un límite para la corriente promedio que un diodo puede conducir. La corriente máxima puede fluctuar desde unos cuantos cientos de miliamperes hasta más de 4000 A, según la construcción y el tamaño del diodo. La capacidad de corriente nominal depende de la temperatura del diodo, la que a su vez depende de la forma en que esté montado y de cómo sea enfriado.

Temperatura máxima. El voltaje a través de un diodo multiplicado por la corriente que conduce, es igual a

una pérdida de potencia que es convertida totalmente en calor. El aumento de la temperatura resultante del diodo nunca debe exceder los límites permisibles, pues de lo contrario el diodo se destruirá. La mayoría de los diodos de silicio pueden operar satisfactoriamente siempre que su temperatura interna fluctúe entre -50°C y $+200^{\circ}\text{C}$. La temperatura de un diodo puede cambiar muy rápido, a causa de su pequeño tamaño y pequeña masa. Para mejorar la transferencia de calor, por lo general los diodos se montan sobre gruesos soportes metálicos, llamados *disipadores de calor*. Además, en instalaciones grandes, los diodos pueden ser enfriados por ventiladores, por aceite o por un flujo continuo de agua desionizada. La tabla 21A proporciona las especificaciones de algunos diodos típicos. La figura 21.10 muestra una serie de diodos de baja a muy alta potencia.

Los diodos tienen muchas aplicaciones, algunas de las cuales se encuentran una y otra vez, en una forma u otra, en circuitos de potencia electrónicos. En las secciones que siguen analizaremos algunos circuitos que implican sólo diodos. Ilustrarán la metodología del análisis de circuitos de potencia y revelarán algunos principios básicos comunes en muchas aplicaciones industriales. Las secciones 21.5 a 21.14 cubren los siguientes temas:

- 21.5 Cargador de batería con resistor en serie
- 21.6 Cargador de batería con inductor en serie
- 21.7 Rectificador de puente monofásico
- 21.8 Filtros
- 21.9 Rectificador de diodo de 3 pulsos trifásico
- 21.10 Rectificador de diodo de 6 pulsos trifásico
- 21.11 Corriente de línea efectiva, corriente de línea fundamental
- 21.12 Factor de potencia de distorsión
- 21.13 Factor de potencia de desplazamiento
- 21.14 Contenido de armónicos

21.5 Cargador de batería con resistor en serie

El circuito de la figura 21.11a representa un cargador de batería simplificado. El transformador T, conectado a una fuente de ca de 120 V, suministra un voltaje

TABLA 21A PROPIEDADES DE ALGUNOS DIODOS TÍPICOS

Potencia relativa	I_0 [A]	E_0 [V]	I_{cr} [A]	E_2 [V]	I_2 [mA]	T_J [°C]	d [mm]	l [mm]
baja	1	0.8	30	1000	0.05	175	3.8	4.6
media	12	0.6	240	1000	0.6	200	11	32
alta	100	0.6	1 600	1000	4.5	200	25	54
muy alta	1000	1.1	10 000	2000	50	200	47	26

I_0 – corriente directa promedio

E_0 – caída de voltaje correspondiente a I_0

I_{cr} – valor pico de una sobrecorriente durante un ciclo

E_2 – voltaje pico inverso

I_2 – corriente de dispersión inversa correspondiente a E_2

T_J – temperatura de unión máxima (en el interior del diodo)

d – diámetro

l – longitud

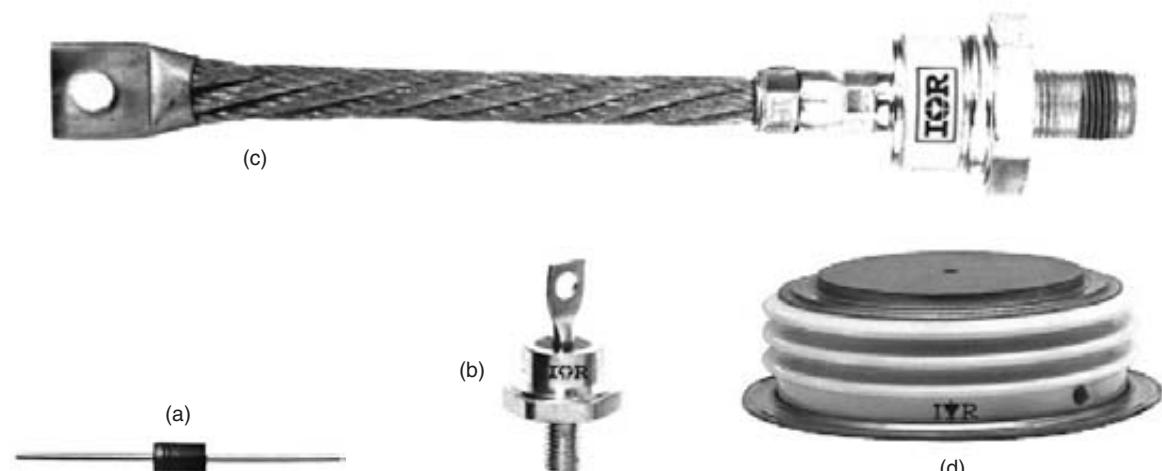


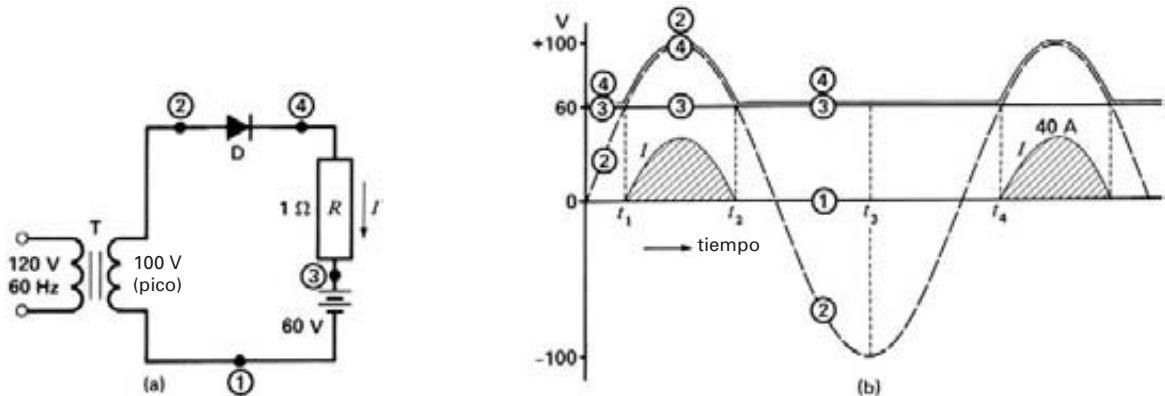
Figura 21.10

- Corriente promedio: 4 A; PIV: 400 V; longitud de cuerpo: 10 mm; diámetro: 5.6 mm.
 - Corriente promedio: 15 A; PIV: 500 V; tipo espárrago; longitud menos rosca: 25 mm; diámetro: 17 mm.
 - Corriente promedio: 500 A; PIV: 2000 V; longitud menos rosca: 244 mm; diámetro: 40 mm.
 - Corriente promedio: 2600 A; PIV: 2500 V; Disco de Hockey; distancia entre caras de polos: 35 mm; diámetro: 98 mm.
- (Fotos cortesía de International Rectifier)

secundario sinusoidal cuyo valor pico es de 100 V. Una batería de 60 V, un resistor en serie de 1Ω y un diodo ideal D están conectados en serie a través del secundario.

Para explicar la operación del circuito, elegiremos el punto 1 como terminal de referencia. Por lo tanto, el potencial de esta terminal es una línea hori-

zontal recta. El potencial de la terminal 2 oscila sinusoidalmente por encima y por debajo del punto 1, dependiendo de si 2 es positivo o negativo con respecto a 1. El nivel de la terminal 3 siempre está 60 V por encima de la terminal 1, porque el voltaje de la batería es constante. Los niveles de potencial se muestran en la figura 21.11b.

**Figura 21.11**

- a. Circuito de cargador de batería simple.
b. Formas de onda de voltaje y corriente correspondientes.

Análisis de circuito

- Antes de $t = 0$, suponemos que todas las corrientes son cero. Por consiguiente, el potencial del punto 4 está al mismo nivel que el del punto 3 y el del 2 está al nivel del 1.
- Durante el intervalo de 0 a t_1 , el ánodo 2 es negativo con respecto al cátodo 4; por consiguiente, el diodo no puede conducir (Regla 2).
- En el instante t_1 , la terminal 2 se vuelve positiva con respecto a 4, y el diodo comienza a conducir (Regla 3). A partir de este momento, el diodo ideal actúa como un interruptor cerrado. Por consiguiente, el punto 4 ahora debe estar al mismo nivel que el punto 2. El voltaje E_{43} a través del resistor aumenta gradualmente, y alcanza un máximo de 40 V antes de reducirse a cero en el instante t_2 .
- De t_1 a t_2 la corriente en el circuito está dada por

$$I = E_{43}/1\Omega$$

La corriente alcanza un valor pico de 40 A cuando $E_{43} = +40$ V. Mientras la corriente fluya, el diodo se comportará como un interruptor cerrado.

- En el instante t_2 la corriente es cero y el diodo abre de inmediato el circuito (Regla 4). A partir de este momento, el punto 4 debe seguir al punto 3.
- De t_2 a t_4 , el punto 2 es negativo con respecto al punto 3. Como el punto 4 sigue al punto 3 (sin

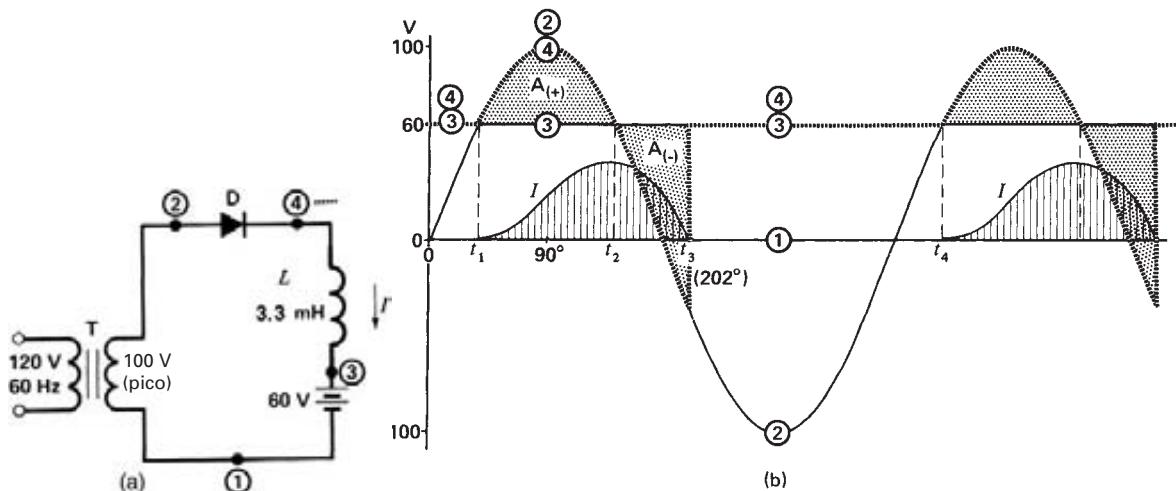
caída IR en el resistor), el PIV a través del diodo alcanza un máximo de 160 V en el instante t_3 .

- Finalmente, en el instante t_4 el ciclo (incisos a a f) se repite. La corriente resultante es una onda seno truncada con valor pico de 40 A. Su valor promedio calculado durante un ciclo es de 7.75 A. La corriente pulsante siempre fluye hacia la terminal positiva de la batería. Por consiguiente, ésta recibe energía y se carga progresivamente.

21.6 Cargador de batería con inductor en serie

La corriente que fluye en el cargador de batería de la figura 21.11 es limitada por el resistor R . Por desgracia, esto produce pérdidas I^2R y una pobre eficiencia correspondiente. Podemos evitar el problema reemplazando el resistor por un inductor, como se muestra en la figura 21.12a. Analicemos la operación de este circuito teniendo en cuenta el comportamiento de un inductor, previamente explicado en la sección 2.31.

- Como en el ejemplo de la figura 21.11, el diodo ideal comienza a conducir en el instante t_1 cuando el ánodo 2 se vuelve positivo con respecto al cátodo 4. A partir de este momento, el punto 4 sigue al punto 2 y el voltaje E_{43} aparece a través del inductor (Fig. 21.12b). Éste comienza a

**Figura 21.12**

- a. Cargador de batería que utiliza un inductor en serie.
b. Formas de onda de voltaje y corriente correspondientes.

acumular volt-segundos y la corriente se incrementa gradualmente hasta que alcanza un máximo dado por

$$I_{\max} = A_{(+)} / L \quad (2.28)$$

donde

$$A_{(+)} = \text{área punteada entre } t_1 \text{ y } t_2 [\text{V}\cdot\text{s}]$$

$$L = \text{inductancia [H]}$$

Observe que la corriente alcanza su valor pico en el instante t_2 , mientras que era cero en este momento cuando se utilizó el resistor. Esto es consistente con el hecho de que la corriente a través de un inductor ya no cambia (ha alcanzado un máximo) porque el voltaje E_{43} a través de él es cero.

- b. Despues de t_2 el voltaje E_{43} a través del inductor se vuelve negativo, así que el inductor descarga volt-segundos. En consecuencia, la corriente disminuye entre t_2 y t_3 y se vuelve cero en el instante t_3 cuando el área punteada $A(-)$ es igual al área punteada $A(+)$.
- c. En cuanto la corriente es cero, el diodo abre el circuito, con lo cual el punto 4 debe saltar del

nivel del punto 2 al nivel del punto 3. Permanece en este nivel hasta el instante t_4 , donde todo el ciclo se repite.

Éste es un ejemplo interesante del uso de un inductor para acumular y liberar energía eléctrica. Durante el intervalo de t_1 a t_2 , el inductor acumula energía y, de t_2 a t_3 , la regresa al circuito (vea la sección 2.13).

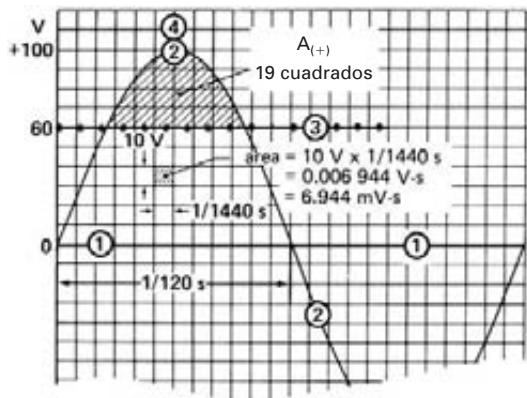
Ejemplo 21-1

La bobina de la figura 21.12 tiene una inductancia de 3.3 mH y el voltaje de la batería es de 60 V. Calcule la corriente pico si la frecuencia de línea es de 60 Hz.

Solución

- a. Para calcular la corriente pico, debemos encontrar el valor del área $A_{(+)}$. Podemos hacer esto mediante cálculo integral, pero emplearemos un método gráfico mucho más simple. Por lo tanto, aludiendo a la figura 21.12c, trazamos de nuevo los niveles de voltaje en papel cuadriculado. El ciclo de voltaje a 60 Hz se divide en 24 partes iguales, cada una de las cuales representa un intervalo de tiempo Δt igual a

$$\Delta t = (1/24) \times (1/60) = 1/1440 \text{ s}$$

**Figura 21.12c**

Vea el ejemplo 21-1.

Asimismo, las ordenadas se trazan en intervalos de 10 V. Por consiguiente, cada cuadrado representa un área de $(1/1440 \text{ s}) \times 10 \text{ V} = 0.006944 \text{ V}\cdot\text{s} = 6.944 \text{ mV}\cdot\text{s}$.

- b. Contando los cuadrados, vemos que $A_{(+)}$ contiene aproximadamente 19 cuadrados; en consecuencia, su área corresponde a

$$A_{(+)} = 19 \times 6.944 = 132 \text{ mV}\cdot\text{s} = 0.132 \text{ V}\cdot\text{s}$$

Por lo tanto, la corriente pico es,

$$I_{\max} = A_{(+)} / L = 0.132 / 0.0033 = 40 \text{ A}$$

Como resultado, la corriente alcanza el mismo pico con un inductor de 3.3 mH que con un resistor de 1 W como el anterior. Sin embargo, la gran ventaja del inductor es que en esencia no tiene pérdidas. Así, la conversión de potencia de ca en potencia de cd es más eficiente.

21.7 Rectificador de puente monofásico

El circuito de la figura 21.13a nos permite rectificar tanto los semicírculos positivos como los negativos de una fuente de ca, para suministrar potencia de cd a una carga R . Los cuatro diodos juntos conforman lo que se llama *rectificador de puente monofásico*, el cual se vende en un solo paquete.

El circuito opera como sigue: cuando el voltaje E_{12} de la fuente es positivo, la terminal 1 es positiva con respecto a la terminal 2 y la corriente i_a fluye a través de R mediante los diodos A1 y A2. Por consi-

guiente, el punto 3 sigue al 1 y el 4 sigue al 2 durante este intervalo de conducción. Ésta cesa cuando i_a se reduce a cero en el instante t_1 (Fig. 21.13b). Entonces la polaridad se invierte y E_{21} se vuelve positivo, lo que significa que la terminal 2 es positiva con respecto a la 1. Ahora fluye corriente i_b a través de R en la misma dirección que antes, pero esta vez mediante los diodos B1 y B2. Por lo tanto, ahora el punto 3 sigue al 2 mientras que el 4 sigue al 1. En consecuencia, el voltaje E_{34} a través de la carga se compone de una serie de ondas seno de semicírculo que siempre son positivas (Fig. 21.13c). El voltaje pulsa entre cero y un valor máximo E_m igual al voltaje pico de la fuente. El valor promedio de este voltaje rectificado está dado por

$$E_d = 0.90 E \quad (21.1)$$

donde

E_d = voltaje de cd de un rectificador de puente monofásico [V]

E = valor eficaz del voltaje de línea de ca [V]

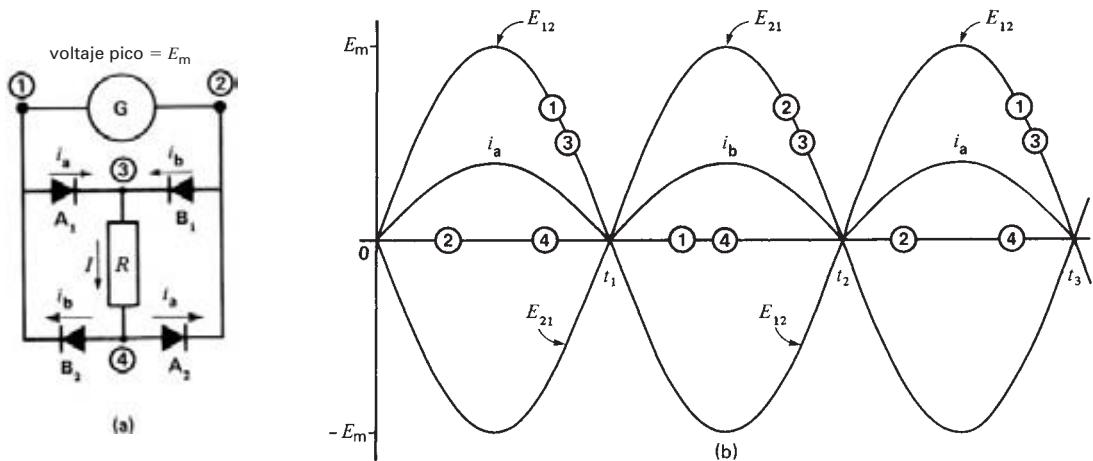
0.90 = constante [valor exacto = $(2\sqrt{2})/\pi$]

Aludiendo a la figura 21.13b, además de trazar la curva E_{12} del voltaje de la fuente, hemos trazado también la curva E_{21} . Esto nos permite utilizar los niveles de potencial de las terminales 1 o 2 como potenciales de referencia cero. Por lo tanto, podemos seleccionar como nivel de referencia la terminal 2 durante el primer semicírculo, la terminal 1 durante el segundo, la terminal 2 durante el tercero, y así sucesivamente, en semicírculos alternos. Con esta técnica, la terminal 4 siempre permanece a un potencial cero mientras que la 3 sigue la parte positiva de las ondas seno. Entonces se vuelve evidente que E_{34} a través de la carga es un voltaje de cd pulsante. La figura 21.13c muestra el voltaje y la corriente rectificados de la carga.

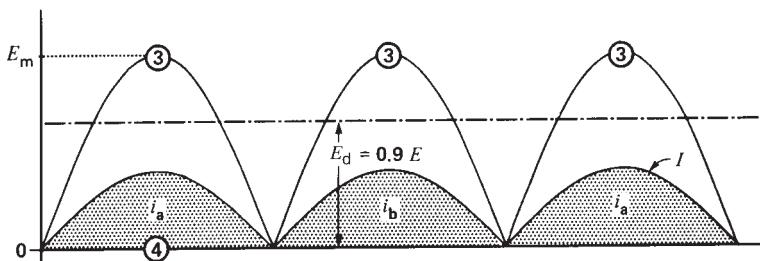
Además de su valor de cd, el voltaje de la carga E_{34} contiene un componente de ca cuya frecuencia fundamental es dos veces la frecuencia de línea. De hecho, el voltaje a través de la carga pulsa entre cero y $+E_m$, dos veces por ciclo. En consecuencia, la *fluctuación de pico a pico* es igual a E_m .

En el caso de una carga resistiva, la corriente tiene la misma forma de onda que el voltaje; su promedio, o valor de cd, está dado por

$$I_d = E_d / R$$

**Figura 21.13**

- a. Puente rectificador monofásico.
b. Niveles de voltaje.

**Figura 21.13c**

Formas de onda de voltaje y corriente en la carga R .

Ejemplo 21-2

La fuente de ca de la figura 21.13a tiene un voltaje eficaz de 120 V y 60 Hz. La carga absorbe una corriente de cd de 20 A.

Calcule

- El voltaje de cd a través de la carga.
- La corriente directa promedio en cada diodo.

Solución

- El voltaje de cd a través de la carga está dado por la ecuación 21.1:

$$\begin{aligned} E_d &= 0.90 E \\ &= 0.90 \times 120 \\ &= 108 \text{ V} \end{aligned}$$

- Se sabe que la corriente directa en la carga es de 20 A, pero los diodos sólo conducen la corriente en semicírculos alternos. Por consiguiente, la corriente directa promedio en cada diodo es

$$I = I_d/2 = 20/2 = 10 \text{ A}$$

21.8 Filtros

Los circuitos rectificadores que hemos estudiado hasta ahora producen voltajes y corrientes pulsantes. En algunos tipos de cargas no se pueden tolerar tales pulsaciones, por lo que se deben utilizar *filtros* para alisar los valles y picos. El propósito básico de un filtro de cd es producir un flujo de potencia liso hacia la carga. Por consiguiente, un filtro debe absor-

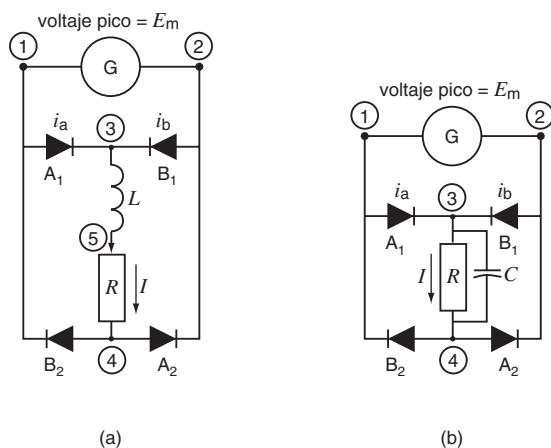


Figura 21.14

- a. Rectificador con filtro inductivo.
 - b. Rectificador con filtro capacitivo.

ber energía siempre que el voltaje o corriente de cd tienda a elevarse, y debe liberarla siempre que el voltaje o corriente tienda a caer. De este modo el filtro tiende a mantener un voltaje y una corriente constantes en la carga.

Los filtros más comunes son inductores y capacitores. Los inductores almacenan energía en su campo magnético. Tienden a mantener una corriente constante; en consecuencia, se colocan *en serie* con la carga (Fig. 21.14a). Los capacitores almacenan energía en su campo eléctrico. Tienden a mantener un voltaje constante; en consecuencia, se colocan *en paralelo* con la carga (Fig. 21.14b).

Mientras más grande es la cantidad de energía almacenada en el filtro, mejor es la acción de filtración. En el caso de un rectificador de puente que utiliza un inductor, la fluctuación de pico a pico es

$$\text{fluctuación} = 5.5 \frac{P}{fW_i} \quad (21.2)$$

donde

fluctuación = corriente pico a pico como porcentaje de la corriente directa [%]

W_L = energía de cd almacenada en el inductor alisador [J]

P = potencia de cd absorbida por la carga [W]

f = frecuencia de la fuente [Hz]

f = frecuencia de la fuente [Hz]
 5.5 = coeficiente para el ajuste de las unidades

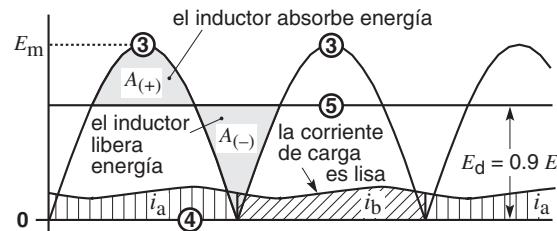


Figura 21.15

Figura 2.110
Formas de onda de corriente y voltaje con filtro inductivo.

La corriente a través de la carga de la figura 21.14a es mucho más constante que en la figura 21.13a. El voltaje entre las terminales 3 y 4 pulsa entre cero y E_m como antes, pero el voltaje E_{54} a través de la carga es muy liso (Fig. 21.15). El voltaje de cd a través de la carga aún está dado por la ecuación 21.1. Esto es de esperarse porque la caída IR de cd a través del inductor es insignificantemente pequeña.

Se utilizan rectificadores de puente para proporcionar corriente directa a relevadores, electroimanes, motores y muchos otros dispositivos magnéticos. En la mayoría de los casos la autoinductancia de la bobina es suficiente para proporcionar una buena filtración. Por lo tanto, aunque el voltaje a través de una bobina puede pulsar con mucha fuerza, la corriente directa puede ser lisa. Por consiguiente, el campo magnético pulsa muy poco.

Ejemplo 21-3

Deseamos construir una fuente de potencia de cd de 135 V y 20 A con un rectificador de puente monofásico y un filtro inductivo. La fluctuación de corriente o rizo de pico a pico deberá ser de aproximadamente 10%. Si tenemos una fuente de ca de 60 Hz, calcule lo siguiente:

- a. El valor eficaz del voltaje de fuente de ca.
 - b. La energía almacenada en el inductor.
 - c. La inductancia del inductor.
 - d. La fluctuación o rizo de la corriente de pico a pico.

Solución

- a. El voltaje eficaz E de ca se determina con la ecuación 21-1:

$$E_+ = 0.9 E$$

$d = 135 - 0.9E$

$E = 150$ V

b. La salida de potencia de cd del rectificador es

$$\begin{aligned} P &= E_d I_d \\ &= 135 \times 20 = 2700 \text{ W} \end{aligned}$$

La energía almacenada en el inductor o “bobina alisadora” está dada por

$$\begin{aligned} W_L &= \frac{5.5 P}{f \times \text{fluctuación}} \quad (21.2) \\ &= \frac{5.5 \times 2700}{60 \times 10} \\ &= 24.75 \text{ J} \end{aligned}$$

Por consiguiente, para obtener la fluctuación o rizo de corriente de pico a pico de 10 por ciento, el inductor debe almacenar 24.75 J en su campo magnético.

c. La inductancia de la bobina alisadora se calcula con

$$\begin{aligned} W_L &= \frac{1}{2} L I_d^2 \quad (2.8) \\ 24.75 &= \frac{1}{2} L (20)^2 \\ L &= 0.124 \text{ H} \end{aligned}$$

d. La fluctuación o rizo de pico a pico es aproximadamente del 10 por ciento de la corriente directa:

$$I_{\text{pico a pico}} = 0.1 \times 20 = 2 \text{ A}$$

Por lo tanto, la corriente directa de salida pulsa entre 19 A y 21 A.

21.9 Rectificador de diodo de tres pulsos trifásico

El rectificador trifásico más simple se compone de tres diodos conectados en serie a los devanados secundarios de un transformador delta-Y trifásico (Fig. 21.16). El voltaje de línea a neutro tiene un valor pico de E_m . Una gran inductancia filtrante L está conectada en serie a la carga, para que la corriente I_d permanezca esencialmente libre de fluctuaciones. Aunque una resistencia R representa la carga, en realidad siempre es un dispositivo consumidor de energía útil y no un resistor disipador de calor. Por lo tanto, la carga puede ser un motor de cd, un gran imán o un sistema de galvanizado (baño de electrodepositación). Este rectificador simple tiene serias desventajas, pero proporciona una buena

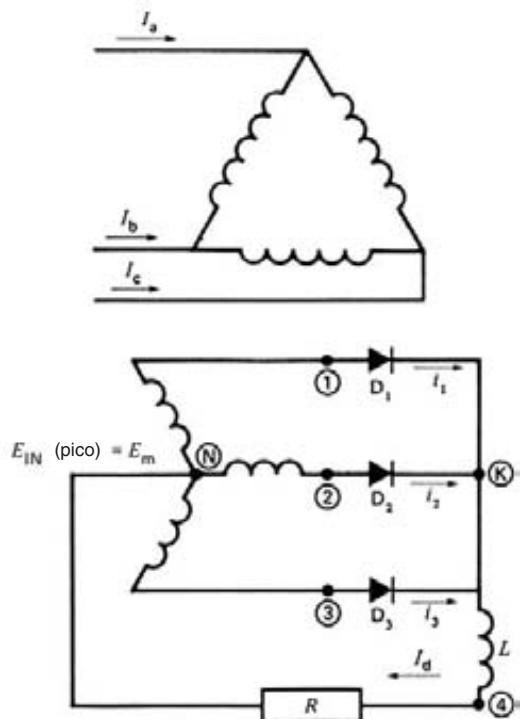


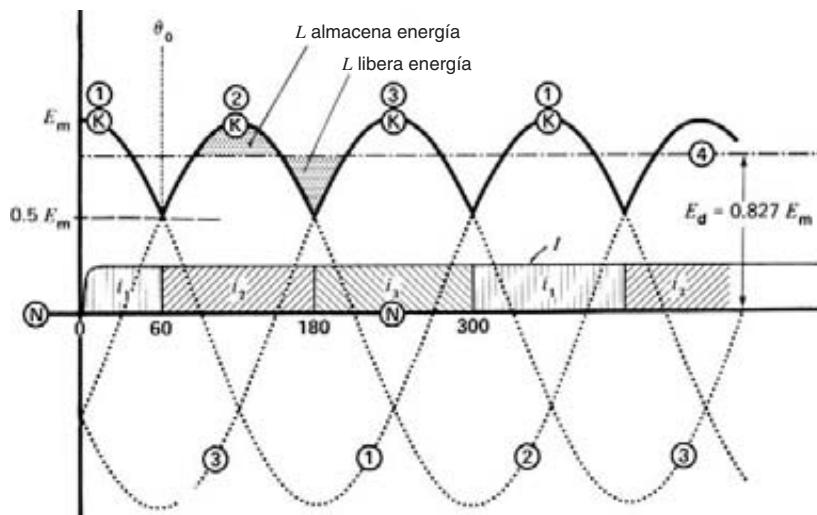
Figura 21.16

Rectificador trifásico de 3 pulsos con filtro inductivo alimentado por un transformador trifásico.

introducción a los rectificadores trifásicos en general. A continuación analizaremos su funcionamiento.

1. Voltaje a través de la carga. Eligiendo el neutro del transformador como el punto de referencia de potencial cero, las terminales secundarias siguen los niveles de voltaje 1, 2, 3 mostrados en la figura 21.17. Estos niveles de potencial son fijados estrictamente por la fuente de ca y alcanzan sucesivamente un valor pico E_m .

Antes de que el transformador sea energizado, los puntos **K**, **4** y **N** están al mismo nivel porque I_d es cero. Sin embargo, en el momento en que se aplica potencia, aparecen los voltajes E_{1N} , E_{2N} , E_{3N} . Por lo tanto, en el instante $t = 0$ el potencial del punto **1** de repente se vuelve positivo con respecto a **K**. Esto inicia de inmediato la conducción en el diodo D1 (sección 21.3, Regla 3). La corriente i_1 se incrementa con rapidez y alcanza el valor final I , el cual depende de la carga R . Durante este intervalo, **K** está al mismo nivel que el punto **1** porque el diodo está conduciendo.

**Figura 21.17**

Formas de onda de voltaje y corriente en un rectificador trifásico de 3 pulsos.

Conforme los puntos **K** y **1** se mueven juntos con el tiempo, finalmente alcanzan un momento crítico que corresponde a un ángulo θ_0 de 60° (Fig. 21.17). El momento es crítico porque inmediatamente después, la terminal 2 se vuelve positiva con respecto a **K** y **1**. De acuerdo con la Regla 3, esto inicia la conducción en el diodo D2, por lo que éste comienza a conducir corriente I . Al mismo tiempo que se inicia la conducción en el diodo D2, cesa en el D1. Por consiguiente, más allá de 60° , el punto **K** sigue el nivel del punto **2**.

El cambio repentino de un diodo a otro se llama *comutación*. Cuando el cambio ocurre automáticamente (como en el ejemplo), se llama *comutación natural* o *comutación lineal*. En este libro preferimos el segundo término, porque es el voltaje de línea el que fuerza la transferencia de corriente de un diodo al siguiente.

En realidad, la comutación de un diodo a otro no ocurre instantáneamente, como se ha indicado. Debido a la reactancia de dispersión del transformador, la corriente se incrementa gradualmente en el diodo D2 mientras que decrece en el D1. Esta transición gradual continúa hasta que toda la corriente de carga es conducida por el diodo D2. Sin embargo, el periodo de comutación es muy corto (por lo general de menos de 2 ms en un sistema de 60 Hz) y, para nuestros propósitos, supondremos que ocurre instantáneamente.

El siguiente momento crítico ocurre a 180° , porque entonces la terminal 3 se vuelve positiva con respecto al punto **2** (y al punto **K**). La comutación ocurre nuevamente conforme la corriente de carga cambia del diodo D2 al D3. Por lo tanto, el punto **K** sigue los picos positivos de las ondas 1, 2 y 3, y cada diodo conduce la corriente a plena carga durante intervalos de tiempo iguales (120°). Las corrientes i_1 , i_2 , i_3 a través de los diodos tienen formas de onda rectangulares compuestas de intervalos de corriente positivos de 120° seguidos por intervalos de corriente cero de 240° .

El voltaje E_{KN} a través de la carga y del inductor de la figura 21.17 pulsa entre $0.5 E_m$ y E_m . Por consiguiente, el voltaje de fluctuación es menor que el producido por un rectificador de puente monofásico (Fig. 21.15). Además, la frecuencia de fluctuación fundamental es tres veces la frecuencia de suministro, lo que facilita alcanzar una buena filtración. El voltaje de cd a través de la carga está dado por

$$E_d = 0.675 E \quad (21.3)$$

donde

E_d = voltaje promedio de cd de un rectificador de tres pulsos [V]

E = voltaje de línea de ca eficaz [V]

0.675 = una constante [valor exacto = $3/(\pi\sqrt{2})$]

Observe que si invertimos los diodos en la figura 21.16, el rectificador opera de la misma manera, excepto que la corriente en la carga se invierte. El voltaje E_{KN} se vuelve negativo y el punto K sigue los picos negativos de las ondas 1, 2 y 3.

2. Corrientes de línea. Las corrientes i_1, i_2, i_3 que fluyen en los diodos también fluyen en los devanados secundarios del transformador. Como hemos visto, estas corrientes tienen una forma de onda rectangular recortada que es bastante diferente a las corrientes sinusoidales que conocemos bien. Además, las corrientes fluyen sólo durante un tercio del tiempo en un devanado dado. Debido a este flujo intermitente, la potencia de salida de cd máxima posible es menor que la capacidad nominal del transformador. Por ejemplo, si el transformador de la figura 21.16 tiene una capacidad de 100 kVA, podemos comprobar que sólo puede suministrar 74 kW de potencia de cd sin sobrecalentarse.

Las corrientes secundarias recortadas se reflejan en los devanados primarios, lo que da como resultado que las corrientes de línea que alimentan el transformador también cambien de improviso. Los saltos repentinos en las corrientes I_a, I_b e I_c producen fluctuaciones rápidas en el campo magnético que circunda el alimentador. Estas fluctuaciones pueden inducir voltajes y ruido considerables en líneas telefónicas cercanas.

Debido a estas desventajas, debemos tratar de diseñar rectificadores de modo que los devanados del transformador conduzcan corriente durante más de un tercio del tiempo. Esto se logra con un rectificador de 6 pulsos trifásico.

21.10 Rectificador de 6 pulsos trifásico*

Considere el circuito de la figura 21.18, en el cual un transformador T (idéntico al mostrado en la figura 21.16), suministra potencia a 6 diodos y sus cargas de cd R_1 y R_2 asociadas. El juego de diodos superior junto con el inductor L_1 y la carga R_1 son idénticos al rectificador de 3 pulsos trifásico que acabamos de estudiar. Por lo tanto, la corriente I_{d1} a través de la carga fluye en la línea neutra, como se muestra. El juego inferior de diodos junto con R_2 y L_2 , también constituyen un rectificador de 3 pulsos trifásico, pero con la polaridad invertida. La corriente I_{d2} correspondiente a través de la carga fluye en la línea neutra, como se muestra. Los dos rectificadores trifásicos operan de manera muy independiente uno del otro, con K siguiendo los picos positivos de los puntos 1, 2, 3 mientras que A sigue los picos negativos. Todos los diodos conducen durante intervalos de 120° .

Si hacemos que $R_1 = R_2$, entonces $I_{d1} = I_{d2}$ y la corriente directa en la línea neutra se vuelve cero. Por consiguiente, podemos eliminar el conductor neutro, con lo cual obtenemos el circuito de la figura 21.19. Las dos cargas y los dos inductores simplemente se combinan en uno, mostrados como R y L , respectivamente. Los 6 diodos constituyen lo que se llama rectificador de 6 pulsos trifásico. Se llama de *6 pulsos* porque las corrientes que fluyen en los 6 diodos comienzan en 6 momentos diferentes durante cada ciclo de la frecuencia de línea. Sin embargo, cada diodo sigue conduciendo durante sólo 120° .

* También llamado rectificador de puente trifásico.

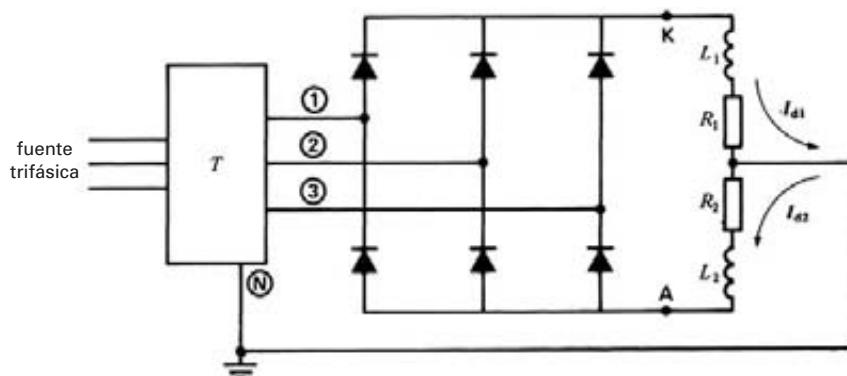
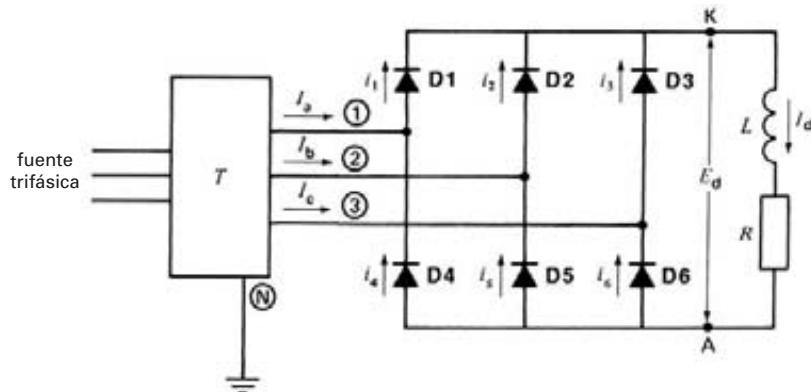


Figura 21.18
Rectificador dual de 3 pulsos trifásico.

**Figura 21.19**

Rectificador de 6 pulsos trifásico con filtro inductivo.

Las corrientes de línea I_a , I_b , I_c suministradas por el transformador están dadas por la ley de Kirchhoff:

$$I_a = i_1 - i_4$$

$$I_b = i_2 - i_5$$

$$I_c = i_3 - i_6$$

Consisten en tres ondas rectangulares idénticas que están desfasadas 120° (Fig. 21.20). Ahora las corrientes fluyen durante dos tercios del tiempo en los devanados secundarios. Por consiguiente, es posible demostrar que un transformador de 100 kVA puede suministrar 95 kW de potencia de cd sin sobrecalentarse.

Las figuras 21.18 y 21.19 revelan que el voltaje de salida de cd promedio es dos veces el de un rectificador de 3 pulsos trifásico. Su valor está dado por

$$E_d = 1.35 E \quad (21.4)$$

donde

E_d = voltaje de cd de un rectificador de 6 pulsos [V]

E = voltaje de línea eficaz [V]

$1.35 =$ una constante [valor exacto = $3\sqrt{2}/\pi$]

El voltaje de salida instantáneo es igual a la intersección entre los niveles K y A en la figura 21.20. Sin embargo, es mucho más fácil visualizar la forma de onda de E_{KA} utilizando la terminal A como punto de referencia. Por lo tanto, en la figura 21.21 se muestran los voltajes de línea E_{12} , E_{23} , E_{31} (y E_{21} , E_{32} , E_{13}) en

lugar de los voltajes de línea a neutro utilizados en la figura 21.20. El nivel de K sigue las crestas de las ondas seno sucesivas mientras que A permanece a un potencial cero. El voltaje de salida fluctúa entre $1.414 E$ y $1.225 E$, donde E es el valor efectivo del voltaje de línea. El valor promedio de E_{KA} es $1.35 E$, dado por la ecuación 21.4.

La fluctuación de pico a pico es de sólo $(1.414 - 1.225) E = 0.189 E$ y la frecuencia de fluctuación fundamental es seis veces la frecuencia de línea. Por consiguiente, la fluctuación es mucho más fácil de filtrar. La fluctuación de la corriente aproximada de pico a pico en porcentaje está dada por

$$\text{fluctuación} = 0.17 \frac{P}{fW_L} \quad (21.5)$$

donde

fluctuación = corriente de pico a pico como porcentaje de la corriente directa [%]

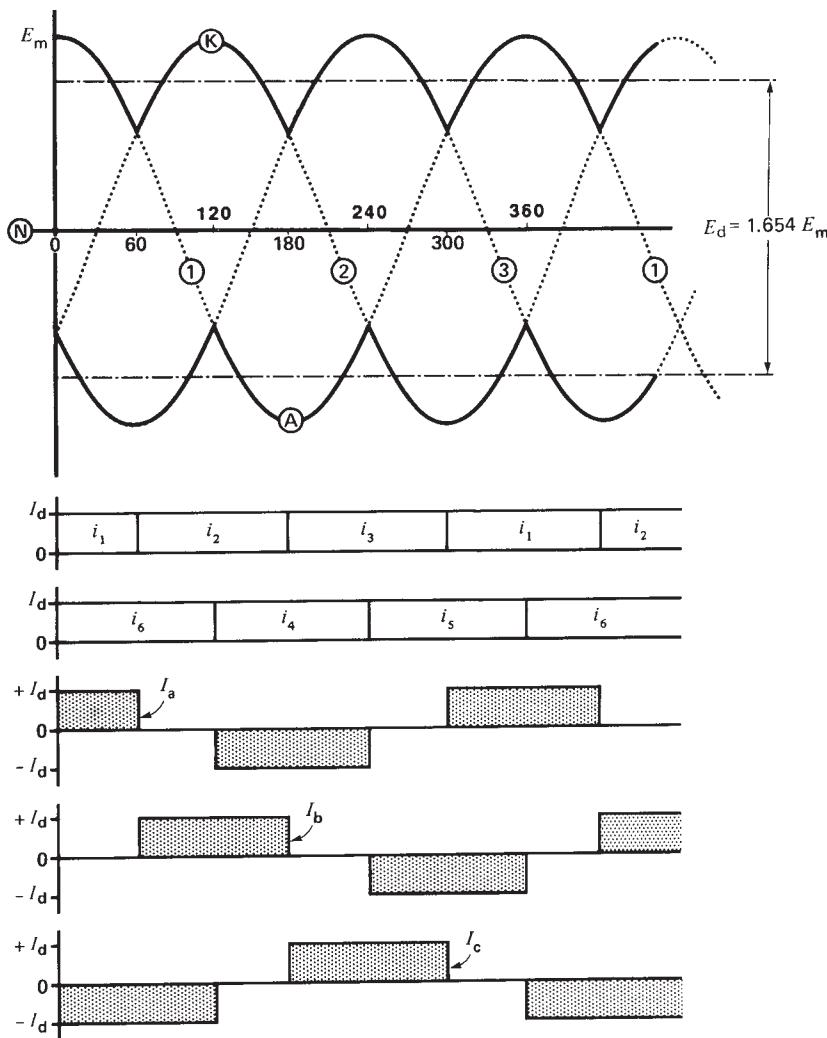
W_L = energía de cd almacenada en el inductor [J]

P = potencia de cd absorbida por la carga [W]

f = frecuencia de la fuente de 6 pulsos trifásica [Hz]

La figura 21.21 muestra que el inductor almacena energía siempre que el voltaje en el rectificador excede el valor promedio E_d . Esta energía es liberada entonces durante el breve intervalo en que el voltaje en el rectificador es menor que E_d .

El voltaje pico inverso a través de cada diodo es igual al valor pico del voltaje de línea, o $\sqrt{2}E$.

**Figura 21.20**

Formas de onda de voltaje y corriente de la figura 21.19.

El rectificador de 6 pulsos trifásico es una gran mejora del rectificador de 3 pulsos trifásico. Es el elemento fundamental de la mayoría de las grandes instalaciones rectificadoras.

Otra forma de ver el rectificador de puente trifásico es imaginar que los diodos están en una caja (Fig. 21.22). La caja es alimentada por tres líneas de ca y tiene dos terminales de salida K y A. Los diodos actúan como interruptores automáticos que conectan sucesivamente estas terminales a las líneas de ca. Las

conexiones se pueden hacer de seis maneras distintas, como se muestra en la figura 21.22. Se deduce que el voltaje de salida E_{KA} se compone de segmentos de voltajes de línea de ca. Por eso se trazan los voltajes de línea en la figura 21.21, en lugar de los voltajes de línea a neutro.

Cada conexión punteada en la figura 21.22 representa un diodo que está conduciendo. Los intervalos sucesivos de 60 grados corresponden a los de la figura 21.20.

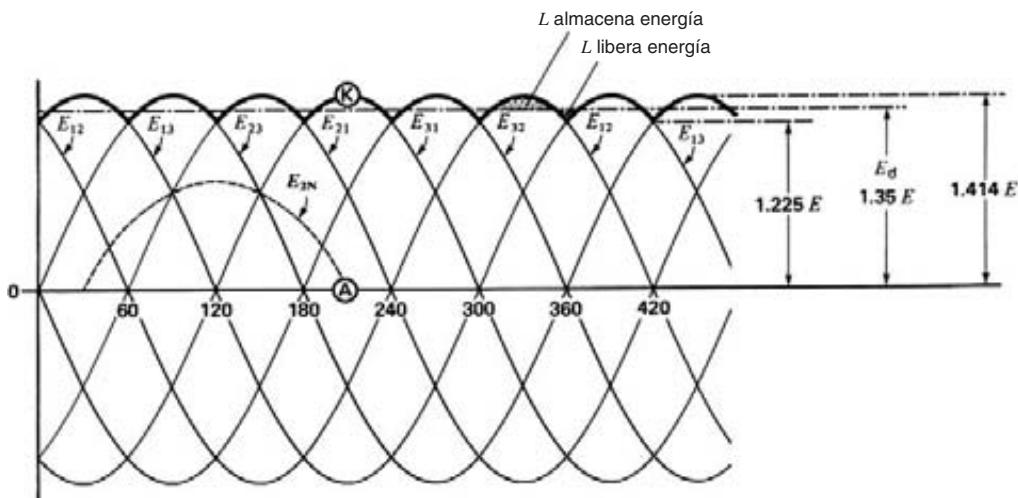


Figura 21.21

Otra forma de mostrar E_{KA} que utiliza los potenciales de voltaje de línea. Observe también la posición de E_{2N} con respecto a los voltajes de línea.

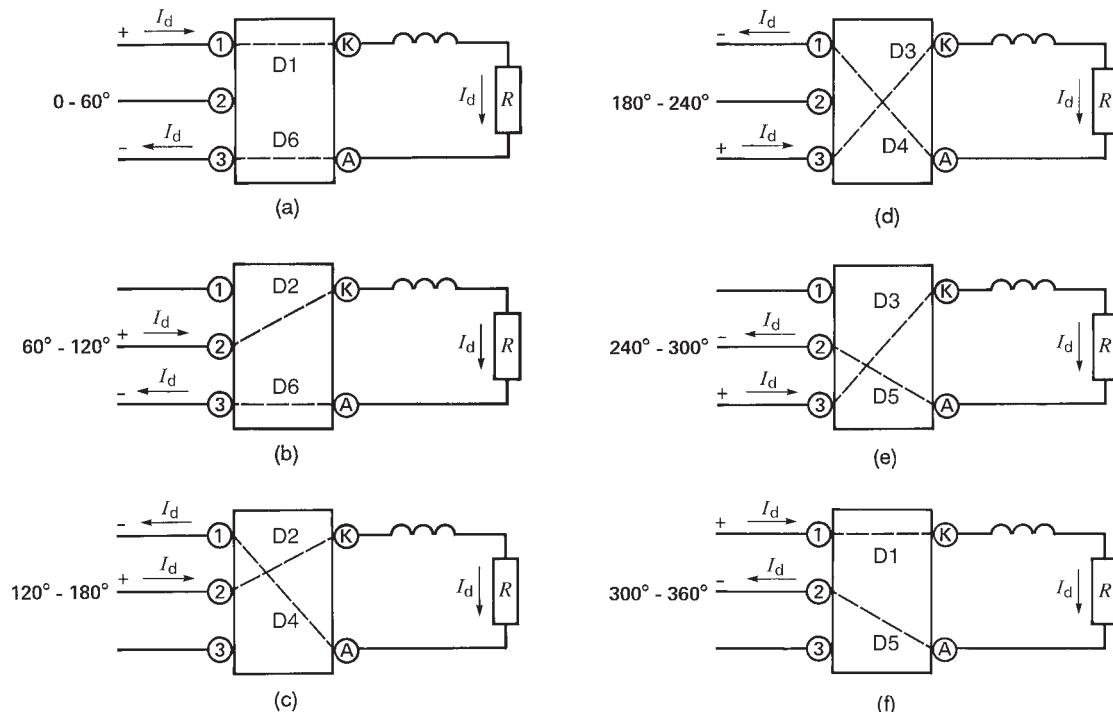


Figura 21.22

Conexiones de diodo sucesivas entre las terminales de salida de cd y de entrada trifásicas de un rectificador de 6 pulsos trifásico.

Por ejemplo, de 300° a 360° , como i_1 e i_5 están flujiendo, los diodos D1 y D5 están conduciendo. Por lo tanto, de acuerdo con la figura 21.19, K está efectivamente conectada a la línea 1 mientras que A está efectivamente conectada a la línea 2.

Como la caída de voltaje en el diodo es pequeña, podemos suponer que cada línea punteada representa una conexión libre de pérdidas. Por consiguiente, la potencia de cd absorbida por la carga debe ser igual a la potencia activa absorbida de la fuente trifásica.

Ejemplo 21-4

Un rectificador de puente trifásico tiene que suministrar potencia a una carga de cd de 360 kW y 240 V. Si está disponible un alimentador trifásico de 600 V y 60 Hz, calcule lo siguiente:

- La capacidad de voltaje del transformador trifásico.
- La corriente directa por diodo.
- El PIV a través de cada diodo.
- La fluctuación o rizo de pico a pico en el voltaje de salida y su frecuencia.

Solución

- El voltaje de línea secundario es

$$\begin{aligned} E &= E_d/1.35 = 240/1.35 \\ &= 177 \text{ V} \end{aligned}$$

Por lo tanto, un transformador trifásico con relación de voltaje de línea de 600 V/177 V sería satisfactorio. Los devanados primario y secundario se pueden conectar en Y o en delta.

- corriente directa en la carga $I_d = 360 \text{ kW}/240 = 1500 \text{ A}$

corriente directa por diodo = $1500/3 = 500 \text{ A}$

corriente pico en cada diodo = 1500 A

- PIV a través de cada diodo

$$\begin{aligned} &= \sqrt{2} E = 1.414 \times 177 \\ &= 250 \text{ V} \end{aligned}$$

- El voltaje de salida E_{KA} fluctúa entre $1.225 E$ y $1.414 E$ (Fig. 21.21). En otras palabras, el voltaje fluctúa entre

$$\begin{aligned} E_{\min} &= 1.225 \times 177 = 217 \text{ V} \\ E_{\max} &= 1.414 \times 177 = 250 \text{ V} \end{aligned}$$

La fluctuación pico a pico es, por consiguiente,

$$E_{\text{pico a pico}} = 250 - 217 = 33 \text{ V}$$

Frecuencia de fluctuación fundamental

$$= 6 \times 60 \text{ Hz} = 360 \text{ Hz}$$

Ejemplo 21-5

- Calcule la inductancia de la bobina alisadora requerida en el ejemplo 21-4, si la fluctuación o rizo de pico a pico de la corriente no debe pasar de 5 por ciento.
- ¿La presencia de la bobina alisadora modifica la fluctuación de pico a pico del voltaje de salida E_{KA} ?

Solución

- Con la ecuación 21.5 obtenemos

$$\begin{aligned} \text{fluctuación} &= \frac{0.17 P}{f W_L} \\ 5 &= \frac{0.17 \times 360\,000}{60 \times W_L} \\ W_L &= 204 \text{ J} \end{aligned}$$

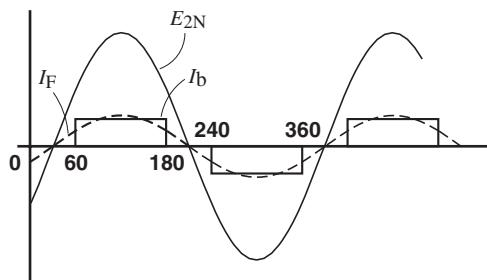
Por consiguiente, el inductor debe almacenar 204 J en su campo magnético. La inductancia se calcula con

$$\begin{aligned} W_L &= \frac{1}{2} L I_d^2 \\ 204 &= \frac{1}{2} L (1500)^2 \\ L &= 1.8 \times 10^{-4} \\ &= 0.18 \text{ mH} \end{aligned}$$

- La presencia de la bobina no afecta la fluctuación de voltaje entre K y A. Permanece en 33 V de pico a pico.

21.11 Corriente de línea eficaz y corriente de línea fundamental

En la figura 21.20 vimos que las corrientes de línea de ca se componen de ondas rectangulares de 120 grados cuya amplitud es I_d , donde I_d es la corriente directa que fluye en la carga. Dirijamos nuestra atención a la corriente I_b que fluye en la línea 2 y al voltaje de línea a neutro E_{2N} correspondiente. Éstos se muestran en la figura 21.23, donde podemos ver que la onda de corriente rectangular está simétricamente localizada con respecto al voltaje sinusoidal máximo. En otras palabras, el centro del pulso de corriente positivo coincide con el pico de la onda de voltaje positiva. Por lo tanto, podemos considerar que I_b está “en fase” con E_{2N} .

**Figura 21.23**

Voltaje de línea a neutro y corriente de línea en la fase 2 de la figura 21.20.

El valor efectivo I de la corriente de línea rectangular se deduce con la relación

$$I^2 \times 180^\circ = I_d^2 \times 120^\circ$$

por lo tanto

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{120/180} I_d \\ &= 0.816 I_d \end{aligned} \quad (21.6)$$

Esta corriente efectiva consta de un componente fundamental I_F rms más todos los componentes armónicos. Como hemos visto, I_F está en fase con el voltaje de línea a neutro.

¿Cuál es el valor de I_F ? Para calcularlo razonamos como sigue:

La potencia de cd suministrada a la carga es

$$P_d = E_d I_d$$

La potencia de ca activa suministrada al rectificador (y a su carga) es

$$P_{ac} = \sqrt{3} EI_F \quad (8.9)$$

Como no se pierde o almacena potencia en el rectificador ideal, entonces $P_{ac} = P_d$. Por consiguiente, escribimos

$$\begin{aligned} P_{ac} &= P_d \\ \sqrt{3} EI_F &= E_d I_d \\ &= 1.35 EI_d \end{aligned}$$

por lo que

$$I_F = 0.78 I_d \quad (21.7)$$

Combinando las ecuaciones 21.6 y 21.7 obtenemos

$$I_F = 0.955 I \quad (21.8)$$

Por lo tanto, debido a la presencia de armónicos,* el componente fundamental I_F es un poco menor que el valor efectivo de la corriente de línea I .

21.12 Factor de potencia de distorsión

Acabamos de ver que el componente fundamental I_F está en fase con el voltaje de línea a neutro correspondiente (Fig. 21.23). Por consiguiente, se podría decir que el factor de potencia del rectificador de 6 pulsos trifásico es de 100 por ciento. Sin embargo, por definición, el factor de potencia está dado por la expresión

$$\begin{aligned} \text{factor de potencia} &= \frac{\text{potencia activa}}{\text{potencia aparente}} \\ &= \frac{\text{potencia activa}}{\text{voltaje efectivo} \times \text{corriente efectiva} \times \sqrt{3}} \\ &= \frac{P_{ac}}{EI \sqrt{3}} = \frac{EI_F \sqrt{3}}{EI \sqrt{3}} = \frac{I_F}{I} \end{aligned}$$

Pero de acuerdo con la ecuación 21.8, $I_F = 0.955 I$. Como resultado,

$$\text{factor de potencia} = 0.955$$

Por lo tanto, el factor de potencia real no es de 100% sino de sólo 95.5%. La razón es que la corriente de línea es rectangular y no sinusoidal. Por consiguiente, el factor de potencia de 95.5% se debe a la distorsión en la corriente.

Aunque el factor de potencia de nuestro rectificador es de menos de 100%, el componente fundamental de la corriente todavía está en fase con el voltaje de línea a neutro. Por consiguiente, este rectificador ideal no absorbe potencia reactiva de la línea.

21.13 Factor de potencia de desplazamiento y factor de potencia total

En la figura 21.23, el componente fundamental de la corriente está en fase con el voltaje de línea a neutro. Sin embargo, en circuitos posteriores veremos que la onda de corriente rectangular se puede mover de modo que se retrase con respecto al voltaje de línea a neutro. Esto hace que el componente fundamental I_F se

* Los armónicos se estudian con detalle en el capítulo 30.

mueva junto con ella. Este movimiento angular del componente fundamental de la corriente con respecto al voltaje de línea a neutro se llama *desplazamiento*, y el coseno del ángulo se llama *factor de potencia de desplazamiento*. El factor de potencia de desplazamiento de la figura 21.23 es unitario. El *factor de potencia total* de una carga o instalación eléctrica está dado por la expresión:

$$\text{Factor total de potencia} = \frac{P}{EI_L} \quad (21.9a)$$

El factor de potencia de desplazamiento está dado por

$$\text{Factor de potencia de desplazamiento} = \frac{P}{EI_F} \quad (21.9b)$$

En estas ecuaciones,

P = potencia activa por fase [W]

E = valor efectivo del voltaje por fase [V]

I_L = valor efectivo de la corriente de línea, incluyendo el componente fundamental y los armónicos [A]

I_F = valor efectivo del componente fundamental de la corriente de línea [A]

21.14 Contenido armónico y distorsión armónica total (THD)

La onda de corriente rectangular de la figura 21.23 ocurre con mucha frecuencia en electrónica de potencia. Por ello, vale la pena examinarla con más detalle, particularmente en cuanto a su contenido armónico. En primer lugar, cualquier corriente periódica en una línea puede ser representada mediante la ecuación

$$I_2 = I_F^2 + I_H^2 \quad (21.10)$$

en la cual

I = valor rms de la corriente de línea

I_F = valor rms del componente fundamental de la corriente de línea

I_H = valor rms de todos los componentes armónicos combinados

También se puede demostrar que el contenido armónico total es igual a la suma de los cuadrados de los armónicos individuales. Por lo tanto, podemos escribir

$$I_H^2 = I_{HA}^2 + I_{HB}^2 + I_{HC}^2 + I_{HD}^2 + \dots \quad (21.11a)$$

en donde I_{HA} , I_{HB} , I_{HC} , etc., son los valores rms de los componentes armónicos de la corriente de línea.

La onda rectangular de la figura 21.23 contiene el 5o, 7o, 11o, 13o, 17o armónicos, y así sucesivamente; en otras palabras, todos los armónicos impares que no son múltiplos de 3. La característica notable de estos componentes armónicos es que sus amplitudes respectivas son iguales a la amplitud del I_F fundamental dividida entre el orden del armónico. Por ejemplo, si el componente fundamental tiene un valor rms de 1500 A, el 17o armónico tiene un valor rms de $1500/17 = 88$ A.

El grado de distorsión de un voltaje o corriente de ca se define como la relación del valor rms de todos los armónicos dividido entre el valor rms del componente fundamental. Esta *distorción armónica total* (THD, por sus siglas en inglés) está dada por la fórmula

$$\text{THD} = \frac{I_H}{I_F} \quad (21.11b)$$

donde I_F e I_H se definen como antes.

Para más información sobre armónicos, el lector deberá remitirse al capítulo 30.

Ejemplo 21-6

El rectificador de 6 pulsos trifásico de la figura 21.19 suministra a la carga una corriente directa de 400 A. Estime, para la línea 1

- El valor efectivo de la corriente de línea medida por un amperímetro de pinza rms
- El valor efectivo del componente fundamental de la corriente de línea
- El valor pico del 7o armónico
- El valor rms del 7o y 11o armónicos combinados

Solución

- El valor efectivo o rms de la corriente de línea es

$$I = 0.816 I_d = 0.816 \times 400 = 326 \text{ A} \quad (21.6)$$

- El valor rms del componente fundamental es

$$I_F = 0.955 I = 0.955 \times 326 = 311 \text{ A}$$

- El valor rms del 7o armónico es

$$I_{H7} = I_F/7 = 311/7 = 44 \text{ A}$$

El valor pico del $I_{H7} = 44\sqrt{2} = 62$ A

- d. El valor rms del 11o armónico = $I_F/11 = 311/11 = 28 \text{ A}$

El valor rms del 7o y 11o armónicos combinados está dado por

$$\begin{aligned} I_{(H7 + H11)}^2 &= I_{H7}^2 + I_{H11}^2 \\ &= 44^2 + 28^2 = 2720 \end{aligned}$$

en consecuencia, $I_{(H7 + H11)} = \sqrt{2720} = 52 \text{ A}$

LOS TIRISTORES Y CIRCUITOS CON TIRISTORES

21.15 Tiristor*

Un tiristor es un interruptor electrónico, similar a un diodo, pero en el que el instante de conducción puede ser controlado. Al igual que un diodo, un tiristor posee un ánodo y un cátodo, además de una tercera terminal llamada compuerta (Fig. 21.24). Si la compuerta está conectada al cátodo, el tiristor no conducirá, aun cuando el ánodo sea positivo.[†] Se dice que el tiristor está *bloqueado* (Fig. 21.25a). Para iniciar la conducción, se tienen que cumplir dos condiciones:

- El ánodo debe ser positivo.
- La corriente I_g debe fluir hacia la compuerta por lo menos durante unos cuantos microsegundos.

En la práctica, la corriente es inyectada aplicando

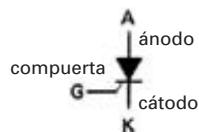


Figura 21.24
Símbolo de un tiristor, o SCR.

* *Tiristor* es un término genérico que se aplica a todos los dispositivos de semiconductor controlables de 4 capas. Sin embargo, en este libro lo utilizamos para referirnos específicamente al tiristor de triodo de bloqueo inverso, comúnmente llamado SCR (semiconductor controlled rectifier; rectificador controlado por semiconductor). Esto es en respuesta a una tendencia general en la literatura de utilizar los términos SCR y tiristor de manera indistinta.

[†] Para simplificar la redacción, adoptamos los términos siguientes:

1. Cuando el ánodo es positivo con respecto al cátodo, simplemente decimos que el ánodo es positivo.
2. Cuando la compuerta es positiva con respecto al cátodo, simplemente decimos que la compuerta es positiva.

un pulso de voltaje corto positivo E_g a la compuerta (Fig. 21.25b). En algunas aplicaciones es útil prolongar el pulso durante varios milisegundos.

En cuanto se inicia la conducción, la compuerta pierde todo el control. La conducción se detendrá sólo cuando la corriente I en el ánodo se reduzca a cero, después de lo cual la compuerta volverá a ejercer el control.

Básicamente, un tiristor funciona del mismo modo que un diodo excepto que la compuerta nos permite iniciar la conducción cuando lo deseemos. Esta ventaja, que podría parecer insignificante, es de gran importancia. No sólo nos permite convertir potencia de ca en potencia de cd, sino hacer lo contrario, convertir potencia de cd en potencia de ca. Gracias al desarrollo de SCRs confiables, ha ocurrido un cambio fundamental en el control de grandes bloques de potencia. La tabla 21B lista algunas de las propiedades de tiristores típicos. Vea también la figura 21.26.

21.16 Principios de activación de compuertas

Considere la figura 21.27a, en la que un tiristor y un resistor están conectados en serie a través de una fuente de ca. Se aplican a la compuerta varios pulsos cortos positivos de E_g , de suficiente amplitud para iniciar la conducción, siempre que el ánodo sea positivo. Estos pulsos pueden ser generados mediante un interruptor manual o un circuito de control electrónico.

De acuerdo con la figura 21.27b, los pulsos en la compuerta ocurren con los ángulos $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$ y θ_5 . La tabla 21C explica cómo reacciona el circuito ante estos pulsos. El lector deberá seguir las explicaciones con cuidado.

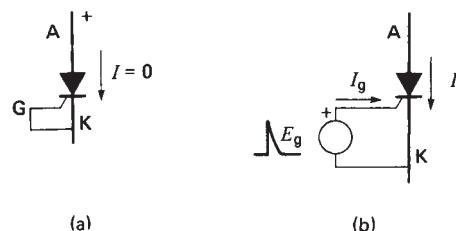


Figura 21.25

- a. Un tiristor no conduce cuando la compuerta está conectada al cátodo.
- b. Un tiristor conduce cuando el ánodo es positivo y se inyecta un pulso de corriente a la compuerta.

TABLA 21B PROPIEDADES DE ALGUNOS TIRISTORES TÍPICOS

Potencia relativa	I_1 [A]	I_{cr} [A]	E_2 [V]	E_p [V]	I_G [mA]	E_G [V]	T_J [$^{\circ}$ C]	d [mm]	l [mm]
media	8	60	500	-10	50	2.5	105	11	33
alta	110	1 500	1200	-5	50	1.25	125	27	62
muy alta	1200	10 000	1200	-20	50	1.5	125	58	27

I_1 – corriente eficaz máxima durante la conducción

I_{cr} – valor pico de la sobrecorriente durante un ciclo

E_2 – voltaje de ánodo pico inverso

E_p – voltaje de compuerta pico inverso

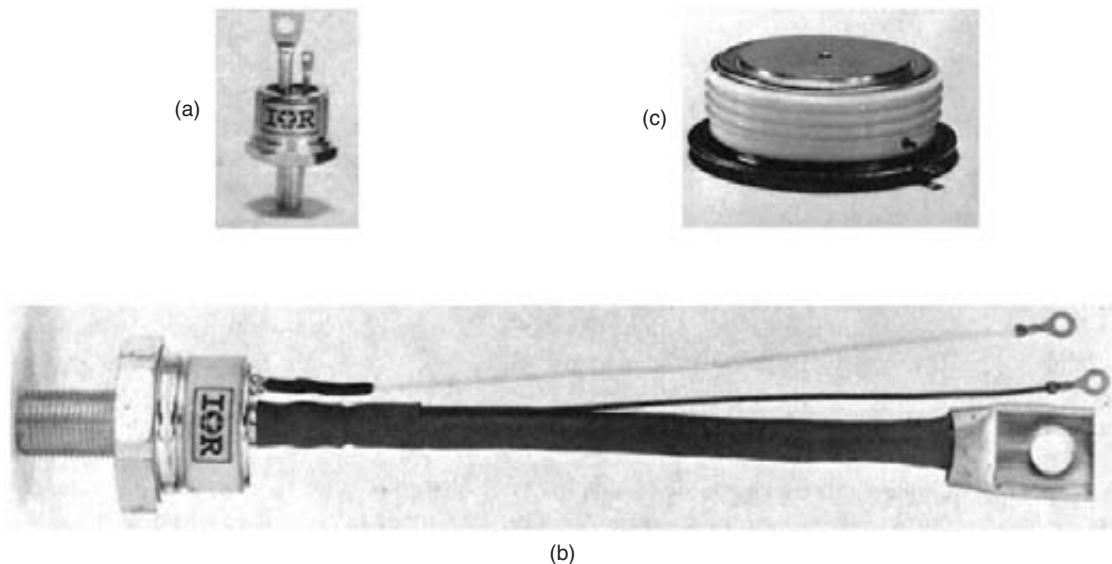
E_G – voltaje de compuerta positivo para iniciar la conducción

I_G – corriente de compuerta correspondiente a E_G

T_J – temperatura máxima de unión

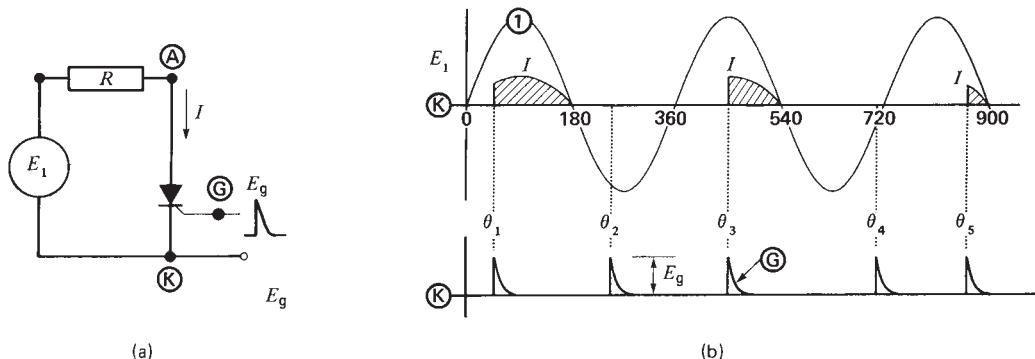
d – diámetro

l – longitud

**Figura 21.26**

Rango de SCRs de capacidades mediana a muy alta.

- Corriente promedio: 50 A; voltaje: 400 V; longitud menos rosca: 31 mm; diámetro: 17 mm.
 - Corriente promedio: 285 A; voltaje: 1200 V; longitud menos rosca: 244 mm; diámetro: 37 mm.
 - Corriente promedio: 1000 A; voltaje: 1200 V; distancia entre las caras de los polos: 27 mm; diámetro total: 73 mm.
- (Fotos cortesía de International Rectifier)

**Figura 21.27**

- a. Tiristor y resistor conectados a una fuente de ca.
 b. El funcionamiento del tiristor depende de la temporización de los pulsos de compuerta.

TABLA 21C DESCRIPCIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DE UN TIRISTOR (VEA LA FIGURA 21.27)

Ángulo o intervalo de tiempo	Explicación de la operación del circuito
cero a θ_1	Aunque el ánodo es positivo, la conducción es imposible porque el voltaje de compuerta es cero. El tiristor funciona como un interruptor abierto.
ángulo θ_1	La conducción se inicia porque tanto el ánodo como la compuerta son positivos.
θ_1 a 180°	La conducción continúa aun cuando el voltaje de compuerta se ha reducido a cero. Los pulsos de compuerta no tienen ningún efecto adicional una vez que el tiristor conduce. La caída de voltaje de ánodo a cátodo es menor a 1.5 V; por consiguiente, podemos considerar que el ánodo y el cátodo están en cortocircuito. El tiristor funciona como un interruptor cerrado.
ángulo 180°	La corriente en el tiristor es cero, la conducción cesa y la compuerta recupera el control.
180° a 360°	La conducción es imposible porque el ánodo es negativo. Aunque la compuerta se activa en un ángulo θ_2 , no produce ningún efecto. El tiristor experimenta un voltaje inverso durante este semicírculo.
360° a 540°	La conducción se inicia en θ_3 y cesa otra vez en cuanto la corriente es cero. El pulso de compuerta se retrasa más que durante el primer semicírculo positivo. Por consiguiente, la corriente en el ánodo fluye durante un tiempo más corto.
720° a 900°	La conducción se inicia en el ángulo θ_5 , pero la corriente en el ánodo resultante es muy pequeña a causa del largo retraso al activar la compuerta.

21.17 Ganancia de potencia de un tiristor

Resumiendo la tabla 21C, podemos controlar la corriente en un circuito de ca retrasando los pulsos en la compuerta con respecto al inicio de cada semicírculo positivo. Si los pulsos ocurren exactamente al principio de cada semicírculo, la conducción dura 180° y el tiristor funciona como un diodo ordinario. Por otra parte, con una carga resistiva —si los pulsos se retrasan, por ejemplo, 150° — la corriente sólo fluye durante los 30° restantes de cada semicírculo.

Cuando se aplica un pulso de voltaje a la compuerta, fluye cierta corriente en la misma. Como los pulsos duran sólo unos cuantos microsegundos, la potencia promedio suministrada a la compuerta es muy pequeña, en comparación con la potencia promedio suministrada a la carga. La relación de las dos potencias, llamada ganancia de potencia, puede exceder el millón. Por lo tanto, una entrada promedio a la compuerta de sólo 1 W puede controlar una carga de 1000 kW.

Desde luego, un SCR no tiene la propiedad mágica de transformar un watt en un millón de watts. La gran potencia en realidad proviene de una fuente de potencia apropiada, y la compuerta SCR sólo sirve para controlar el flujo de potencia. Por lo tanto, del mismo modo que una pequeña entrada de potencia al acelerador de un automóvil produce un tremendo incremento de fuerza motriz, una pequeña entrada a la puerta de un SCR también produce un tremendo incremento de potencia eléctrica.

21.18 Interrupción de corriente y conmutación forzada

Un tiristor deja de conducir y la compuerta recobra el control sólo después de que la corriente en el ánodo se reduce a cero. La corriente puede dejar de fluir de manera natural (como lo hizo al final de cada ciclo en la figura 21.27) o podemos hacer que se reduzca a cero artificialmente. Esta *conmutación forzada* se requiere en algunos circuitos donde la corriente en el ánodo tiene que ser interrumpida en un instante específico.

Consideré la figura 21.28a, en la que un tiristor y un resistor R de carga están conectados en serie a través de una fuente de cd E . Si aplicamos un solo pulso positivo a la compuerta, la corriente directa I_1 resultante en la carga fluirá por tiempo indefinido después de eso. Sin embargo, podemos detener la conducción en el SCR en una de tres maneras:

1. Reducir momentáneamente a cero el voltaje de suministro de cd E .
2. Abrir el circuito de carga por medio de un interruptor.
3. Hacer que la corriente en el ánodo se reduzca a cero durante un breve periodo.

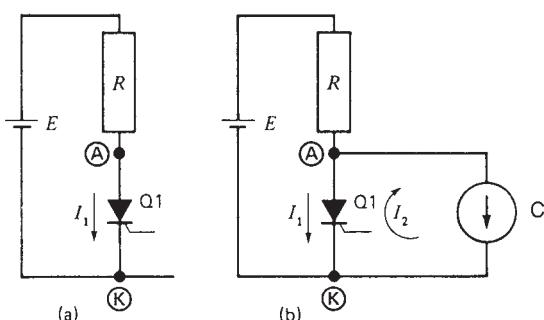


Figura 21.28

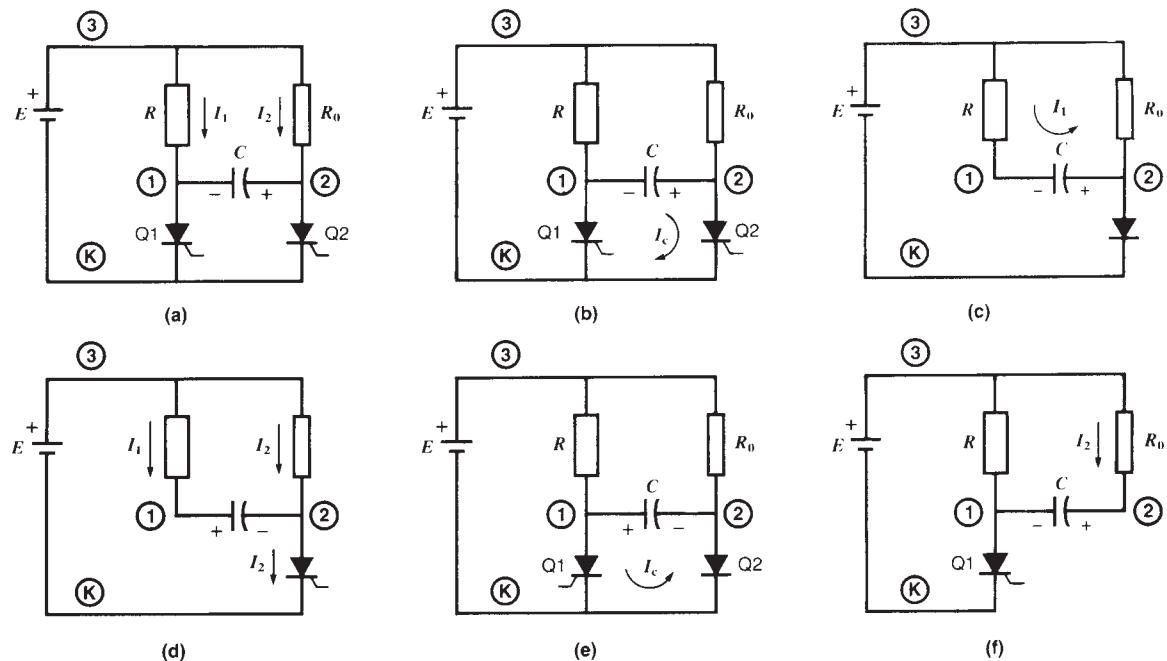
- a. Tiristor conectado a una fuente de cd.
- b. Conmutación forzada.

Las primeras dos soluciones son fáciles, así que examinemos el tercer método. En la figura 21.28b, una fuente de corriente variable C que suministra una corriente I_2 está conectada en paralelo con el tiristor Q1. Conforme incrementamos gradualmente la corriente I_2 , la corriente neta ($I_1 - I_2$) que fluye en el tiristor disminuye. Sin embargo, mientras la corriente neta no es cero, el tiristor continúa conduciendo, con el resultado de que la corriente que fluye en el resistor no cambia. Pero si I_2 se incrementa hasta ser igual a I_1 , el tiristor deja de conducir y la puerta recupera el control. En la práctica, I_2 puede ser un breve pulso de corriente, suministrado generalmente por la activación de un segundo tiristor. Por ejemplo, en la figura 21.29a se puede activar y desactivar una carga R excitando alternadamente los tiristores Q1 y Q2.

Para entender cómo opera el circuito, suponga que Q1 está conduciendo y Q2 no. Se supone que el circuito ha estado en operación durante un lapso de tiempo suficientemente largo para que los voltajes y corrientes hayan alcanzado sus valores de estado permanente. Se deduce que el capacitor C se carga al voltaje de suministro E , con las polaridades mostradas en la figura 21.29a. Ignorando la caída de voltaje a través de Q1, el voltaje completo aparece a través de la carga R . Por lo tanto, $I_1 = E/R$ e $I_2 = 0$.

Para detener la conducción en Q1, activamos el tiristor Q2 (Fig. 21.29b). Esto hace que el capacitor se descargue en el circuito formado por C , Q1 y Q2. La corriente de descarga I_C hace que Q1 deje de conducir y produce la condición mostrada en la figura 21.29c. El nivel del punto 1 se reduce a E volts por debajo del nivel del punto K, lo que hace que I_1 alcance un pico momentáneo de $I_1 = 2E/R$. La corriente I_1 cargará de inmediato el capacitor en el sentido opuesto, por lo que con el tiempo el punto 1 alcanzará el nivel del punto 3. Cuando cesan los transitorios, el circuito aparece como se muestra en la figura 21.29d, pero con $I_1 = 0$. Se puede hacer que la corriente I_2 sea mucho más pequeña que la corriente I_1 en la carga por medio de una resistencia relativamente alta R_0 .

Para reiniciar la conducción en la carga activamos Q1, lo que produce la condición mostrada en la figura 21.29e. Ahora la corriente I_C de descarga provoca la extinción de Q2, y el capacitor se carga con la polaridad opuesta, como se muestra en la figura 21.29f. Cuando las condiciones se estabilizan, el circuito se revierte a aquel con el que iniciamos, es decir, la figura 21.29a.

**Figura 21.29**

Un capacitor C que se descarga y un tiristor auxiliar Q_2 pueden forzar la conmutación del tiristor principal Q_1 . Por lo tanto, la corriente en la carga R puede ser activada y desactivada mediante la activación en sucesión de Q_1 y Q_2 .

Este tipo de conmutación forzada, por medio de un capacitor conmutador, se emplea en algunos convertidores* que generan su propia frecuencia. Sin embargo, la disponibilidad de GTOs, MOSFETs e IGBTs ha eliminado en gran parte la necesidad de utilizar tiristores en estas aplicaciones conmutadas de manera forzada. Por esta razón, en el análisis siguiente de circuitos de potencia de tiristor, consideraremos sólo los que implican conmutación lineal.

21.19 Circuitos de potencia de tiristor básicos

Los tiristores se utilizan de diferentes maneras. Sin embargo, en electrónica de potencia, seis circuitos básicos cubren aproximadamente el 90 por ciento de todas las aplicaciones industriales. Estos circuitos, y algunas de sus aplicaciones, se listan en la tabla 21D.

Están identificados como circuito 1, circuito 2, circuito 3,... circuito 6.

Para explicar el principio de operación de estos circuitos básicos, utilizaremos fuentes monofásicas. En la práctica, se utilizan principalmente fuentes trifásicas, pero los ejemplos monofásicos son menos complejos y permiten enfocar la atención en los principios implicados.

21.20 Rectificador controlado que alimenta a una carga pasiva (circuito 1, tabla 21D)

Por definición, una carga pasiva es aquella que no contiene una fuente de energía propia. La carga pasiva más simple es un resistor.

La figura 21.30a muestra una carga resistiva y un tiristor conectados en serie a través de una fuente monofásica. La fuente produce un voltaje sinusoidal que tiene un valor pico E_m . Los pulsos en la compuerta están sincronizados con la frecuencia de línea y, en nuestro

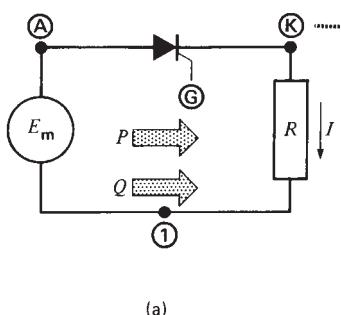
* Un convertidor es cualquier dispositivo que convierte potencia de una frecuencia en potencia de otra frecuencia, incluida la frecuencia cero (cd). Un convertidor puede ser un rectificador, un inversor o incluso una máquina rotatoria.

TABLA 21D ALGUNOS CIRCUITOS DE POTENCIA DE TIRISTOR BÁSICOS

Círculo númer.	Círculo de tiristor	Aplicación típica
1	Rectificador controlado que alimenta a una carga pasiva	Electrodepositión, soldadura de arco cd, electrólisis
2	Rectificador controlado que alimenta a una carga activa	Cargador de baterías, control de motor de cd, línea de transmisión de cd
3	Inversor conmutado por línea que alimenta una carga de ca activa	Control de motor de ca, control de velocidad de motor de rotor devanado, línea de transmisión de cd
4	Interruptor estático de ca	Soldadura de puntos, control de iluminación, control de velocidad de motor de ca, arrancador de ca
5	Cicloconvertidor	Control de motor síncrono de baja velocidad, refinación de metales mediante electroescorificación
6	Convertidor trifásico	Transmisión de cd de alto voltaje, controlador de motor síncrono

ejemplo, están retrazados un ángulo de 90° . Por consiguiente, la conducción inicia cada vez que el voltaje de ca alcanza su valor positivo máximo. Con base en las explicaciones dadas en la sección 21.16, es obvio que la corriente fluirá durante 90° .

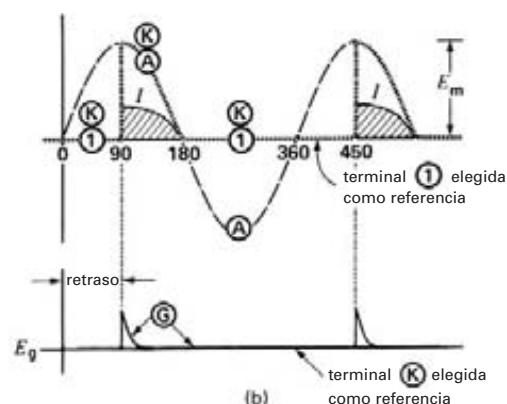
En la figura 21.30b podemos ver que la corriente se retrasa con respecto al voltaje porque sólo fluye durante los 90 grados finales. Este retraso produce el mismo efecto que una carga inductiva. Por consiguiente, la fuente de ca tiene que suministrar potencia reactiva Q además de la potencia activa P (vea la sección 7.13). El factor de potencia de desplazamiento disminuye conforme el pulso de activación se retrasa. Por otra parte, si el SCR se activa a cero grados (el inicio del ciclo), el rectificador no absorbe potencia reactiva.

**Figura 21.30**

- SCR que abastece a una carga pasiva.
- Formas de onda de voltaje y corriente.

21.21 Rectificador controlado que alimenta a una carga activa (círcuito 2, tabla 21D)

La figura 21.31 muestra una fuente de ca E_m y una carga de cd E_d conectada por un SCR en serie con un inductor. La carga (representada por una batería) recibe energía porque cuando el tiristor conduce, la corriente I entra a la terminal positiva. El inductor alisador L limita la corriente pico a un valor dentro de la capacidad del SCR. Los pulsos E_g en la compuerta inician la conducción en un ángulo θ_1 (Fig. 21.31b).



Utilizando la terminal 1 como potencial de referencia cero, se deduce que el potencial de la terminal 2 está E_d volts por encima de él. Además, el potencial de la terminal A oscila sinusoidalmente por encima y por debajo del nivel de la terminal 1.

Si el SCR fuera reemplazado por un diodo, la conducción comenzaría en un ángulo θ_0 porque éste es el instante en que el ánodo se vuelve positivo. Sin embargo, en nuestro ejemplo, la conducción se inicia sólo cuando la compuerta se activa a θ_1 grados. En cuanto se inicia la conducción, el punto K salta del nivel 2 al nivel del punto A y el voltaje E_{A2} aparece a través del inductor. Éste comienza a almacenar volt-segundos y la corriente I se incrementa como corresponde. Los volt-segundos alcanzan un máximo en 2, donde el área $A_{(+)}$ es máxima. La corriente pico correspondiente está dada por

$$I_{\max} = A_{(+)} / L \quad (2.28)$$

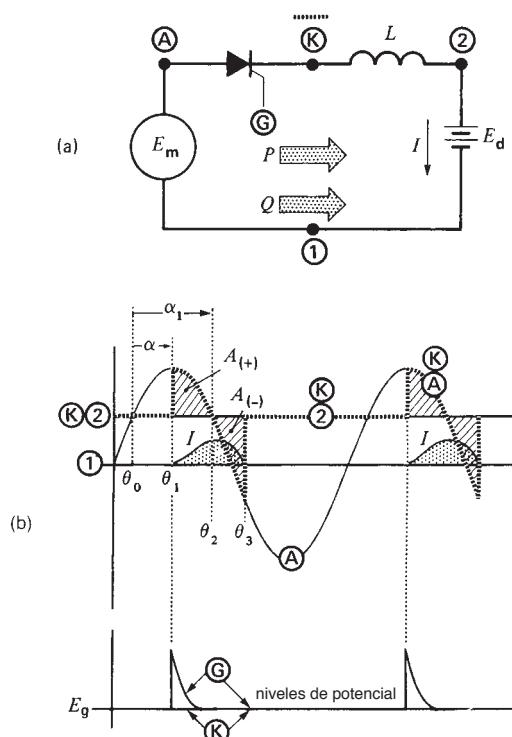


Figura 21.31

- a. SCR que abastece a una carga activa.
b. Formas de onda de voltaje y corriente.

La corriente disminuye entonces gradualmente y se vuelve cero en el ángulo θ_3 , donde $A_{(-)}$ es igual a $A_{(+)}$. En cuanto se detiene la conducción, el punto K salta del nivel A al nivel del punto 2 y permanece allí hasta el siguiente pulso de compuerta. La línea punteada muestra el nivel de K. Como en el circuito 1 (Fig. 21.30), la corriente en la carga se retrasa (se desplaza) con respecto al voltaje E_m ; por lo tanto, la fuente tiene que suministrar otra vez potencia reactiva Q así como potencia activa P . Si reducimos el *ángulo de activación* α , el área $A_{(+)}$ se incrementa y también la corriente I . Por consiguiente, podemos variar la potencia activa suministrada a la carga desde cero ($\alpha = \alpha_1$) hasta un máximo ($\alpha = 0$), donde α se mide a partir de θ_0 .

Desde un punto de vista práctico, el circuito podría ser utilizado como cargador de batería variable. Otra aplicación es controlar la velocidad y el par o momento de torsión de un motor de cd. En este caso, E_d representa la contrafuerza electromotriz de la armadura y L su inductancia.

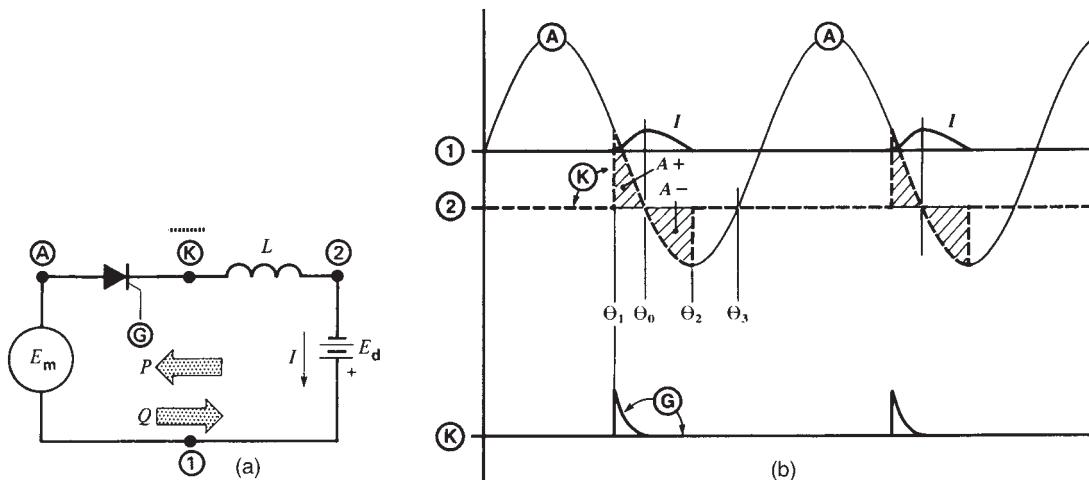
21.22 Inversor conmutado por línea (circuito 3, tabla 21D)

Un *inversor*, por definición, transforma la potencia de cd en potencia de ca. Realiza la operación inversa de un rectificador, el cual convierte potencia de ca en potencia de cd. Existen dos tipos principales de inversores:

1. Inversores autoconmutados (también llamados *inversores de conmutación forzada*), en los cuales los medios de conmutación están incluidos dentro del inversor de potencia
2. Los inversores conmutados por línea, en donde la conmutación se realiza por medio de voltajes de línea del lado de ca del inversor

En esta sección examinaremos el principio de operación de un inversor conmutador por línea. El circuito de este inversor es idéntico al de un rectificador controlado, excepto que las terminales de la batería están invertidas (Fig. 21.32a). Por lo tanto, el potencial de la terminal 2 está por debajo del de la terminal 1 (Fig. 21.32b). Como la corriente sólo puede fluir del ánodo al cátodo, la fuente de cd E_d suministra potencia siempre que el tiristor conduce.

Por otra parte, esta potencia P debe ser absorbida por las terminales de ca porque no se suponen pérdidas en el inductor o el tiristor. Por consiguiente, el circuito de la figura 21.32a es potencialmente capaz de convertir potencia de cd en potencia de ca.

**Figura 21.32**

- a. Inversor comutado por línea.
b. Formas de onda de voltaje y corriente.

Por lo tanto, el convertidor de potencia se compone de un tiristor y un inductor simples que conectan la fuente de cd a la carga de ca. Sin embargo, es importante señalar que el lado de ca debe ser un sistema de ca existente que genere su propio voltaje de ca, esté o no en operación el inversor. Por ejemplo, el sistema de ca podría ser el de una compañía de electricidad compuesto de cientos de generadores y miles de cargas que fácilmente pueden absorber la potencia P adicional suministrada por el inversor.

Para lograr la conversión de potencia, el voltaje de ca pico tiene que ser mayor que el voltaje de cd y el tiristor tiene que ser activado dentro de un intervalo bien definido. En primer lugar, para iniciar la conducción, el ánodo A debe ser positivo con respecto a **K**. Como **K** inicialmente se encuentra al nivel de la terminal 2, el pulso de activación debe ser aplicado ya sea antes de θ_0 o después de θ_3 (Fig. 21.32b). Por razones que pronto se aclararán, la compuerta debe ser activada antes de θ_0 .

Suponga que el SCR es activado a θ_1 grados. El punto **K** salta de inmediato del nivel 2 al nivel A y el inductor acumula volt-segundos hasta que se alcanza el ángulo θ_0 . Por lo tanto, la corriente resultante alcanza un pico a θ_0 , igual al área $A_{(+)} / L$. Entonces la corriente se reduce gradualmente a medida que los volt-segundos comienzan a acumularse. La conducción se detiene en θ_2 , cuando $A_{(-)} = A_{(+)}$.

Para incrementar la corriente y por ende el flujo de potencia activa, simplemente adelantamos el ángulo de activación θ_1 . Esto hace que $A_{(+)}$ se incremente. No obstante, este proceso no es suficiente. Para que cese la conducción, $A_{(-)}$ debe ser igual a $A_{(+)}$. Sin embargo, el área máxima que $A_{(-)}$ puede tener es la limitada por la depresión de la onda seno entre θ_0 y θ_3 , y la línea horizontal del punto 2 (Fig. 21.32b). Como el ángulo de activación está adelantado, $A_{(+)}$ se vuelve cada vez más grande; pero si excede el valor máximo disponible de $A_{(-)}$, la conducción nunca se detendrá. En esencia, la corriente I no será cero cuando se alcance el ángulo θ_3 . La corriente directa se acumulará entonces con cada ciclo, hasta que los cortacircuitos se activen. Por la misma razón, la conducción nunca debe iniciar después del ángulo θ_3 .

En condiciones de inversor normales, el pico de la corriente se retrasa con respecto a los picos de voltaje positivos, así que la fuente de ca aún tiene que suministrar potencia reactiva Q al inversor. Por consiguiente, P y Q fluyen en direcciones opuestas en un inversor. En nuestro ejemplo, $P = E_d I_d$, donde I_d es el valor promedio de la corriente I .

Los pulsos de corriente que fluyen hacia las terminales de ca están lejos de ser sinusoidales y se requiere un sistema de ca rígido (de baja impedancia) para no distorsionar el voltaje sinusoidal. Sin embargo,

los pulsos contienen un componente fundamental que está en fase con el voltaje sinusoidal E_{1A} . El valor efectivo de este componente está dado por $I_p = E_d I_d / E$, donde E es el valor efectivo del voltaje de ca. En la práctica, se agregan filtros apropiados para garantizar que la corriente que fluye hacia la línea de ca sea razonablemente sinusoidal. También debemos tener en cuenta que los inversores conmutados por línea siempre implican sistemas trifásicos y no el circuito monofásico simple de la figura 21.32.

21.23 Interruptor estático de ca (circuito 4, tabla 21D)

Un interruptor estático de ca se compone de dos tiristores conectados en antiparalelo (espalda con espal-

da), para que la corriente pueda fluir en ambas direcciones (Fig. 21.33). La corriente alterna que fluye en el resistor R de carga se puede controlar con precisión variando el ángulo de fase α de las compuertas g_1 y g_2 . Por lo tanto, si los pulsos en la compuerta se sincronizan con la frecuencia de línea, en la carga fluirá una corriente alterna mayor o menor. Sin embargo, esta activación retrasada absorberá potencia reactiva de la línea, aun cuando la carga sea puramente resistiva. La razón es que la corriente va detrás del voltaje.

El bien conocido triac utilizado en controles de atenuación de iluminación doméstica es un ejemplo de este interruptor electrónico.

Si las compuertas están activadas a 0° y 180° respectivamente, el interruptor estático se encuentra en la posición totalmente *cerrada*. Por otra parte, si ninguna compuerta está activada, el interruptor se encuentra en la posición *abierta*. Así pues, un interruptor estático puede ser utilizado para reemplazar un contactor magnético. En contraste con los contactores magnéticos, un contactor electrónico es absolutamente silencioso y sus contactos nunca se desgastan.

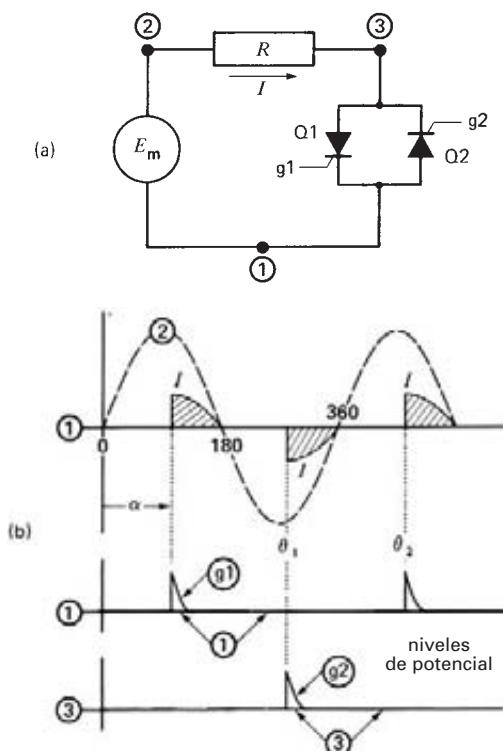


Figura 21.33

a. Contactor electrónico.

b. Formas de onda con una carga resistiva.

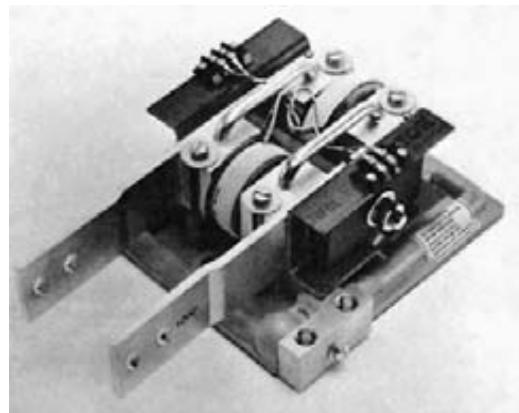


Figura 21.33c

Contactor monofásico enfriado por agua compuesto de dos tiristores de disco de hockey. Capacidad de corriente continua: 1200 A (RMS) a 2000 V; requerimientos de agua de enfriamiento: 4.5 L/min a 35° máx. Para aplicaciones de soldadura de puntos intermitente (10% trabajo), esta unidad puede manejar 2140 A durante 20 ciclos. Ancho: 175 mm; longitud: 278 mm; altura: 114 mm.
(Foto cortesía de International Rectifier)

21.24 Cicloconvertidor (circuito 5, tabla 21D)

Un cicloconvertidor produce potencia de ca de baja frecuencia directamente a partir de una fuente de ca de alta frecuencia. En la figura 21.34 se muestra un cicloconvertidor simple. Consta de tres grupos de tiristores, montados espalda con espalda y conectados a una fuente trifásica. Los tres suministran conjuntamente potencia monofásica a una carga resistiva R .

Para entender la operación del circuito, suponga que los tiristores están inicialmente bloqueados (no

conducen). Entonces, durante un intervalo T , las compuertas de los tiristores Q1, Q2 y Q3 son activadas por 4 pulsos sucesivos g_1, g_2, g_3, g_1 , de tal manera que los tiristores funcionan como si fueran diodos ordinarios. En consecuencia, el circuito se comporta como un rectificador trifásico y la terminal 4 es positiva con respecto a N (Fig. 21.35). La forma de onda de E_{4N} es idéntica a la de la figura 21.17.

Durante el siguiente intervalo T , los tiristores Q4, Q5, Q6 son activados por 4 pulsos similares g_4, g_5, g_6, g_4 . Esto hace que la terminal 4 sea *negativa* con respecto a N. El proceso de activación se repite entonces

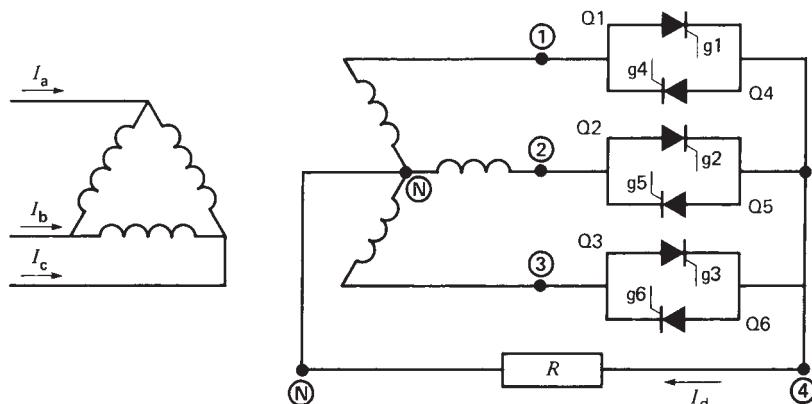


Figura 21.34
Cicloconvertidor elemental.

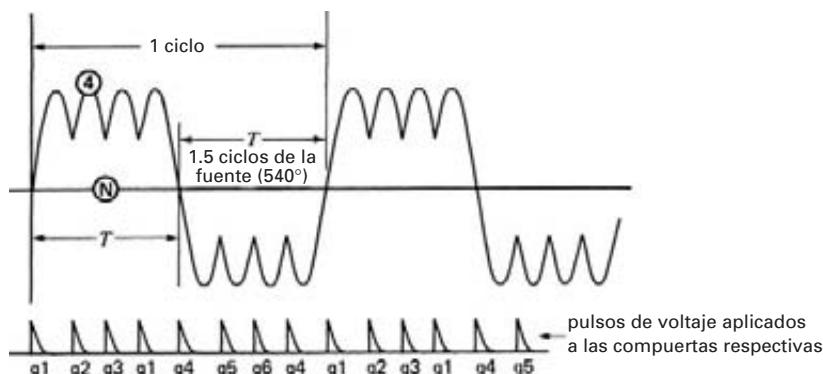


Figura 21.35
Salida de voltaje típica de un cicloconvertidor.

para los tiristores Q1, Q2, Q3 y así sucesivamente, lo que da como resultado que aparezca un voltaje de ca de baja frecuencia a través de la carga. La duración de un ciclo es de $2T$ segundos. Comparada con una onda seno, la forma de onda de baja frecuencia es un tanto deficiente. Es de cresta plana y tiene una fluctuación de 180 Hz cuando la frecuencia trifásica es de 60 Hz. Sin embargo, esto no tiene mucha importancia porque existen medios para mejorarla.

Volviendo a la figura 21.35 y suponiendo una fuente de 60 Hz, podemos comprobar que cada semicírculo corresponde a 540° , sobre una base de 60 Hz. Por consiguiente, la duración de T es $(540/360) \times (1/60) = 0.025$ s, la cual corresponde a una frecuencia de $1/(2 \times 0.025) = 20$ Hz.

Obviamente, repitiendo la secuencia de activación g1, g2, g3, g1..., podríamos mantener positiva la terminal 4 durante tanto tiempo como deseemos, seguido por un periodo negativo de la misma duración, cuando se activen g4, g5, g6, g4... De este modo podemos generar frecuencias tan bajas como queramos. El extremo alto del espectro de frecuencia está limitado a aproximadamente 40 por ciento de la frecuencia de suministro. El lector también deberá observar que este cicloconvertidor puede alimentar a una carga monofásica con un sistema trifásico, sin desequilibrar las líneas trifásicas.

Más adelante veremos cicloconvertidores que pueden producir una salida trifásica sinusoidal de baja frecuencia a partir de una entrada trifásica de 60 Hz.

21.25 Convertidor controlable de 6 pulsos trifásico (circuito 6, tabla 21D)

El convertidor de tiristor de 6 pulsos trifásico es una de las unidades rectificadoras/inversoras más utilizadas en electrónica de potencia. Debido a su importancia práctica estudiaremos con cierto detalle su modo de operación. Como en todos los convertidores trifásicos, las formas de onda pueden ser un tanto complejas, aunque no particularmente difíciles de entender. Incluso los circuitos más simples producen voltajes y corrientes recortados que se apilan uno encima del otro, y esto lleva a no perder de vista todo lo que está ocurriendo. Por consiguiente, mantendremos las formas de onda tan simples como sea posible, para resaltar el principio básico de operación.

Los convertidores de 6 pulsos trifásicos tienen 6 tiristores conectados al devanado secundario de un transformador trifásico (Fig. 21.36). El arreglo es idéntico al circuito rectificador de la figura 21.19, excepto que los diodos son reemplazados por tiristores. Como podemos iniciar la conducción siempre que deseemos, los tiristores nos permiten variar el voltaje de salida de cd cuando el convertidor opera en el modo de rectificador. El convertidor también puede funcionar como inversor, siempre que se utilice una fuente de cd en lugar del resistor de carga R .

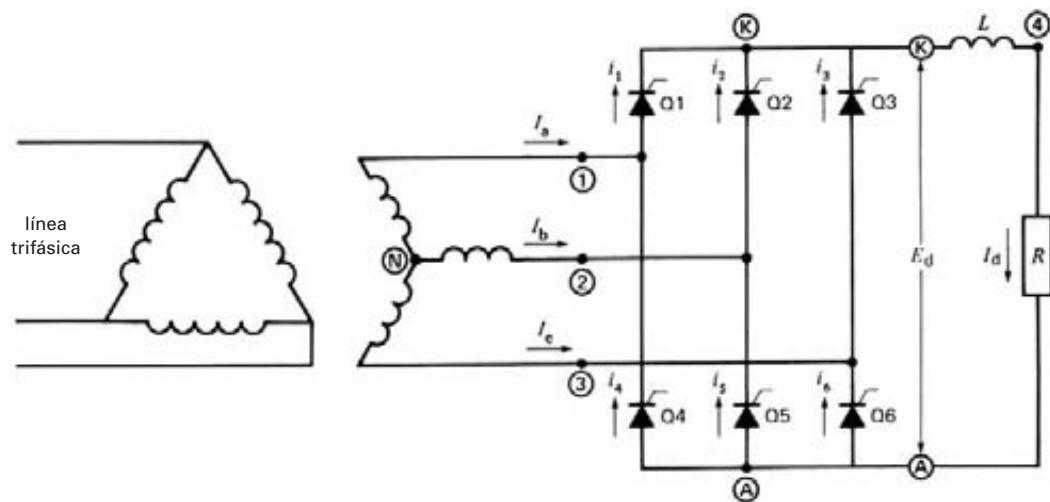


Figura 21.36
Convertidor de tiristor de 6 pulsos trifásico.

21.26 Principio básico de operación

Podemos adquirir un conocimiento básico de cómo trabaja el convertidor en el modo de rectificador remitiéndonos a la figura 21.37. En esta figura, se supone que seis SCRs están encerrados en una caja, donde conmutan sucesivamente las terminales de salida K, A a las líneas de suministro de ca 1, 2, 3. La carga está representada por un resistor en serie con un inductor L . Se supone que la inductancia del inductor es muy grande, para que la corriente I_d permanezca constante. En la figura 21.37a, los dos tiristores Q1, Q5 localizados entre las terminales K-1 y A-2 están conduciendo. Un momento más tarde conducen los tiristores Q2 y Q4 entre K-2 y A-1 (Fig. 21.37b). Los otros tiristores son comutados del mismo modo, en secuencia. Cuando estos pasos han sido completados, todo el ciclo de conmutación se repite. El lector observará que la corriente directa I_d fluye hacia las líneas de ca. Sin embargo, la figura 21.37 muestra que la corriente en cada línea se invierte periódicamente, así que es una corriente alterna verdadera de amplitud I_d . También es evidente que la corriente en una de las tres líneas es cero durante intervalos breves. Por ejemplo, en la figura 21.37, no existe corriente en la línea 3 momentáneamente.

La secuencia de conmutación que acabamos de describir es similar a la del puente rectificador de dió-

do de la figura 21.22. Existe, sin embargo, una importante diferencia. Se puede hacer que los tiristores conduzcan en momentos precisos del ciclo de voltaje de ca. Por lo tanto, la conducción puede ser iniciada cuando el voltaje instantáneo entre las líneas de ca es alto o bajo. Si el voltaje es bajo, el voltaje de salida de cd también lo será. A la inversa, si los tiristores conducen cuando el voltaje de línea de ca está momentáneamente cerca de su pico, el voltaje de salida de cd será alto. En realidad, el voltaje de salida E_{KA} se compone de segmentos cortos de 60 grados del voltaje de línea de ca. El valor promedio de E_{KA} se vuelve el voltaje de salida de cd E_d .

Al examinar la figura 21.37, podemos ver que la corriente de línea siempre fluye hacia fuera de una línea que momentáneamente es positiva. Esto debe ser así porque la línea suministra potencia activa a la carga. Por ejemplo, en la figura 21.37a, e_{12} es positiva cuando I_d fluye en la dirección mostrada.

Sabiendo cómo se comporta el convertidor de tiristor como rectificador, surge la pregunta: ¿Cómo podemos hacer que opere como inversor? Debemos satisfacer tres condiciones básicas.

En primer lugar, debemos tener una fuente de corriente directa I_d . Podemos tener esta fuente de corriente conectando una fuente de voltaje E_0 en serie con una gran inductancia (Figs. 21.38a y 21.38b).

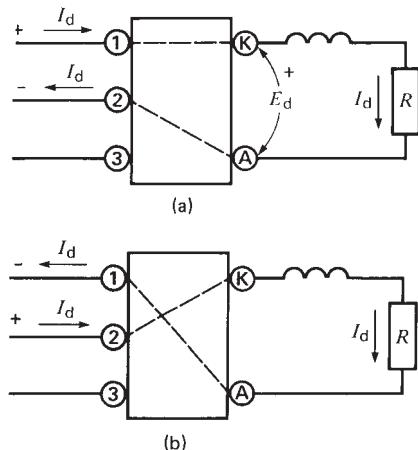


Figura 21.37

Modo de rectificador (vea la figura 21.36)
a. Q1 y Q5 conduciendo.
b. Q2 y Q4 conduciendo.

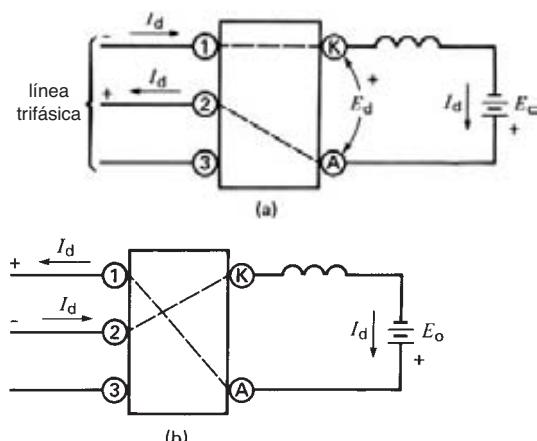


Figura 21.38

Modo de inversor (vea la figura 21.36)
a. Q1 y Q5 conduciendo.
b. Q2 y Q4 conduciendo.

En segundo lugar, el convertidor debe estar conectado a una línea trifásica que pueda mantener un voltaje sinusoidal no distorsionado, aun cuando la corriente de línea no sea sinusoidal. El voltaje se puede tomar de una compañía de electricidad, o puede ser generado por un alternador local.

En tercer lugar, para forzar la potencia hacia la línea, debemos comutar los tiristores para que fluya corriente I_d hacia una línea de ca que momentáneamente es positiva. Por consiguiente, la activación de las compuertas debe ser sincronizada con precisión con la frecuencia de la línea.

Podemos entender mejor la operación del inversor remitiéndonos a la figura 21.38. Los SCRs encerrados en la caja están dispuestos del mismo modo que en la figura 21.37. En otras palabras, en ambas figuras los convertidores son idénticos. Examinando primero el lado de cd, la corriente directa I_d debe fluir en la misma dirección que antes porque los SCRs no pueden conducir en reversa. Por otra parte, como necesitamos que la fuente de cd E_0 suministre potencia, I_d debe fluir hacia fuera de la terminal positiva, como se muestra. En otras palabras, el lado positivo de E_0 debe estar conectado a la terminal A. En el lado de ca, la línea trifásica simplemente está conectada a las terminales 1, 2, 3.

Ahora ya estamos listos para activar los tiristores. Sin embargo, la activación se debe temporizar apropiadamente para que la línea de ca reciba potencia. Esto se hace consistentemente en la figura 21.38, porque la corriente I_d siempre fluye hacia una terminal de ca que momentáneamente es positiva. Obser-

ve que las polaridades del voltaje de línea en el modo de inversor son consistentemente opuestas a aquellas en el modo de rectificador.

Observe también que la corriente de línea alterna como antes, y que su valor pico es igual a I_d . De hecho, la forma de onda de las corrientes de línea de ca es igual en las figuras 21.37 y 21.38; son sólo los voltajes de línea instantáneos los que difieren.

Si el voltaje de cd de suministro E_0 es bajo, los tiristores deben ser activados cuando el voltaje de ca instantáneo es bajo. Por el contrario, si el voltaje de cd es alto, el tiristor debe ser activado cuando el voltaje de línea de ca está cerca de su pico.

Debemos hacer una importante observación final. El voltaje que aparece entre las terminales K y A se compone de segmentos de 60 grados de los voltajes de línea de ca. En consecuencia, E_{KA} es un voltaje fluctuante cuyo valor promedio es E_d . Este voltaje promedio debe ser igual a E_0 porque la caída de voltaje de cd a través del inductor es insignificante. Además de mantener la corriente I_d constante y casi libre de fluctuaciones, el inductor sirve como separador entre el voltaje fluctuante E_{KA} y el voltaje constante E_0 .

21.27 Rectificador de 6 pulsos trifásico que alimenta una carga activa

Considere el circuito de la figura 21.39, en el que un convertidor de 6 pulsos trifásico suministra potencia a

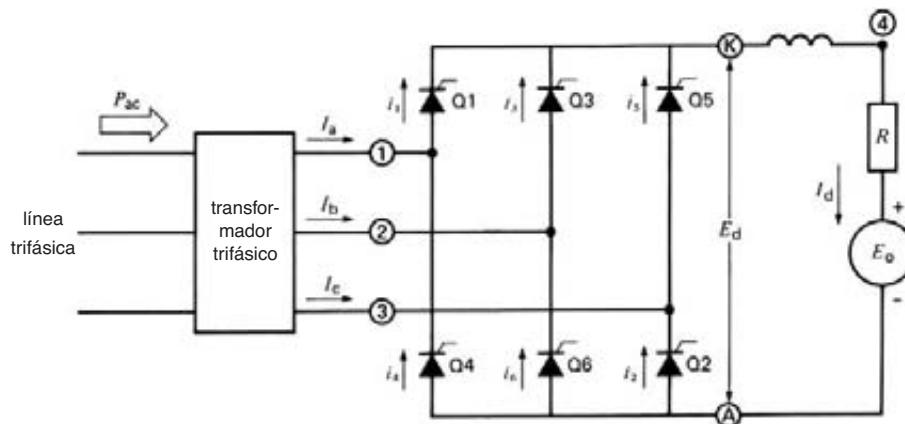


Figura 21.39
Rectificador de 6 pulsos trifásico.

una carga. Ésta se compone de un voltaje de cd E_0 y un resistor R en serie con un inductor alisador. El convertidor es alimentado por un transformador trifásico. Las compuertas de los tiristores Q1 a Q6 son activadas en sucesión a intervalos de 60 grados. Suponemos que el convertidor ha estado en operación durante algún tiempo, de modo que las condiciones son estables. Inicialmente, suponga que los tiristores Q5 y Q6 conducen corriente de carga I_d (Fig. 21.40a). Entonces, en el punto 0° (θ_0), el tiristor Q1 es activado por el pulso de puerta $g1$. Ocurre la comutación y Q1 comienza a conducir, haciéndose cargo de Q5.

El tiristor Q2 se activa a 60° y la comutación resultante transfiere la corriente de carga de Q6 a Q2. Este proceso de comutación continúa por tiempo indefinido y, como en la figura 21.21, el punto **K** sigue los picos de las ondas sucesivas. Los tiristores se designan de manera que indiquen la secuencia en la que son activados. Dos SCRs conducen a la vez; por consiguiente, los pares de conducción son Q1-Q2, Q2-Q3, Q3-Q4, y así sucesivamente. Por lo tanto, recurriendo a la figura 21.39, a primera vista podemos decir qué tiristores están conduciendo en cualquier momento dado.

El convertidor actúa como rectificador y el voltaje de cd o promedio entre **K** y **A** es $E_d = 1.35 E$. Como no existe una caída de voltaje de cd apreciable en un inductor, el voltaje de cd entre los puntos **4** y **A** también es $1.35 E$. Por lo tanto, la corriente directa I_d está dada por

$$I_d = (E_d - E_0)/R \quad (21.12)$$

El tiempo de activación tiene que ser bastante preciso para obtener el voltaje rectificado mostrado en la figura 21.40a. Por consiguiente, si $g1$ se activa un poco adelante de θ_0 , la conducción no puede iniciarse porque entonces el ánodo 1 es negativo. Por otra parte, si $g1$ se activa después de θ_0 , Q5 (junto con Q6) continuará conduciendo hasta que se active $g1$. En la práctica, los pulsos de activación se hacen lo suficientemente amplios para garantizar que ocurra la comutación en el instante deseado.

21.28 Activación retrasada –modo de rectificador

Retrasemos ahora todos los pulsos de activación en un ángulo α de 15° (Fig. 21.40b). La corriente I_d , en lugar de pasarse a Q1 en θ_0 , continuará fluyendo en Q5 hasta que el pulso de compuerta $g1$ active a Q1. Entonces ocurre la comutación, y el potencial del punto **K** salta de la línea 3 a la línea 1. Para los demás tiristores ocurre una acción de comutación similar (pero en momentos posteriores). La forma de onda recortada resultante entre las terminales **K** y **A** se muestra en la figura 21.40b.

Observe que el retraso de la activación no acorta el periodo de conducción; cada tiristor continúa conduciendo durante 120° completos y la duración de cada segmento de voltaje es de 60 grados. Además, la corriente permanece constante y libre de fluctuaciones,

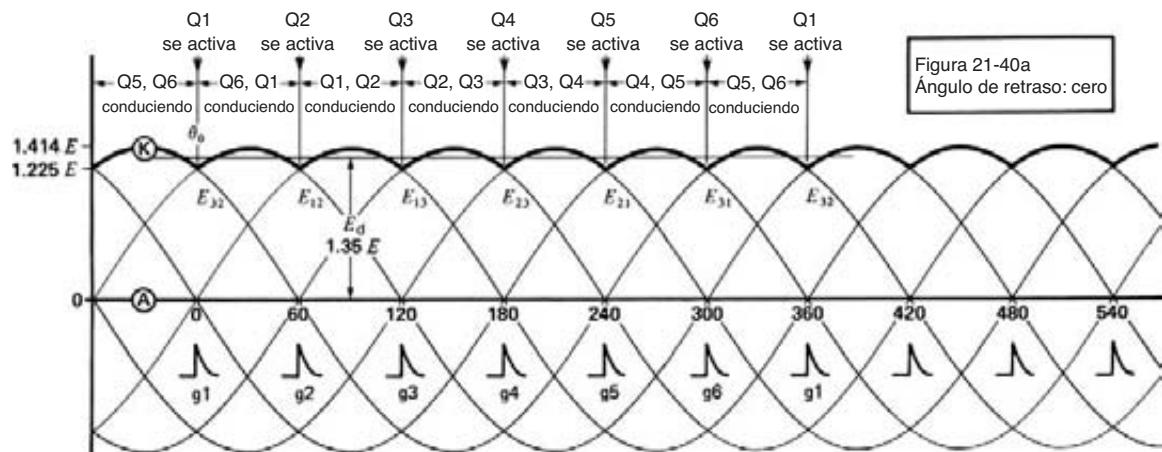


Figura 21.40a
Ángulo de retraso: cero.

debido a la presencia del inductor grande. El nivel del punto **K** sigue las crestas de las ondas seno individuales, pero el voltaje promedio E_d entre **K** y **A** es obviamente más pequeño que antes. Podemos comprobar que está dado por

$$E_d = 1.35 E \cos \alpha \quad (21.13)$$

donde

E_d = voltaje de cd producido por el convertidor de 6 pulsos trifásico [V]

E = valor efectivo del voltaje de ca entre líneas [V]

α = ángulo de activación [°]

De acuerdo con la ecuación 21.13, E_d se reduce cada vez más a medida que α se incrementa. Sin embargo, si E_d llega a ser igual o menor que E_0 , la corriente de carga fluye de manera intermitente. En general, la corriente se invertiría cuando E_d fuera menor que E_0 . Sin embargo, esto es imposible, porque los SCRs sólo

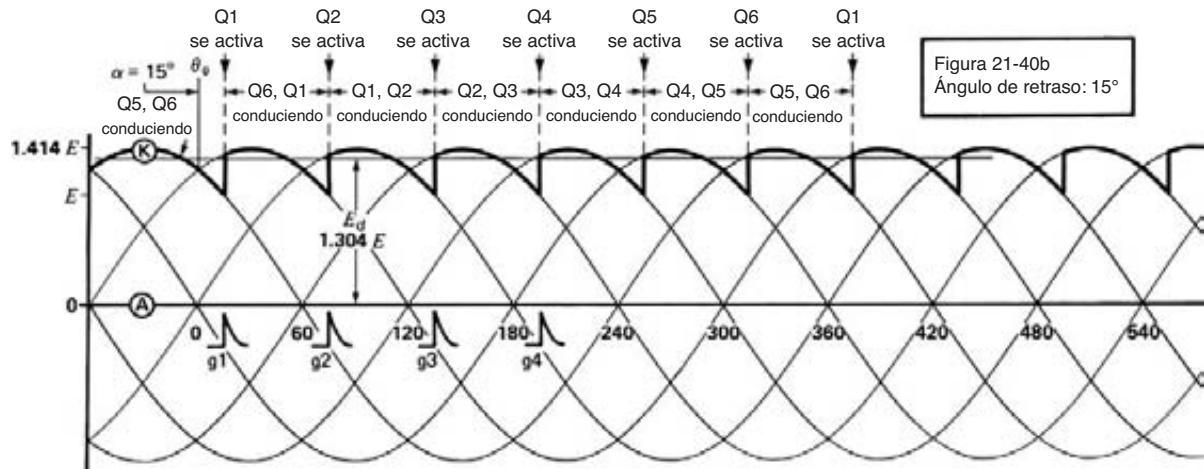


Figura 21-40b
Ángulo de retraso: 15°.

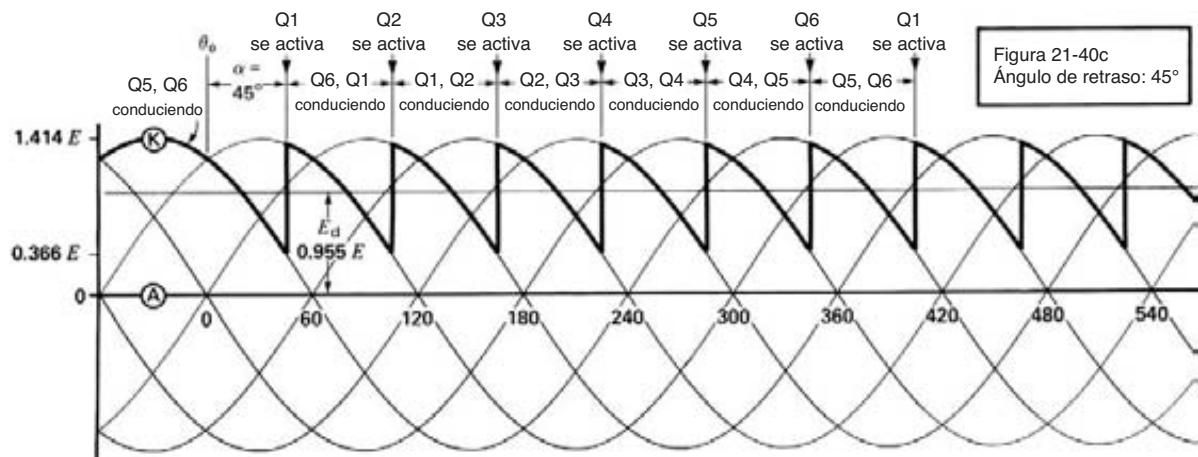


Figura 21-40c
Ángulo de retraso: 45°.

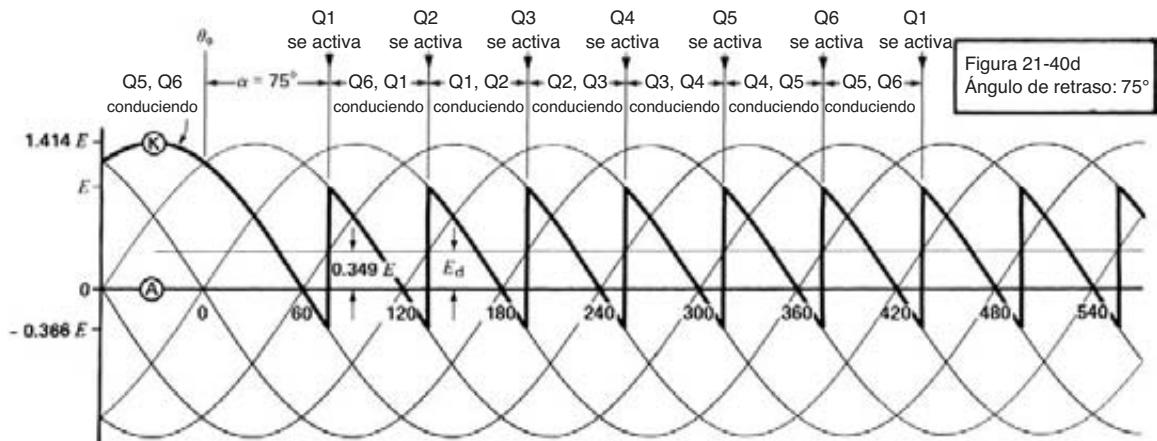


Figura 21.40d
Ángulo de retraso: 75°.

pueden conducir en la dirección directa. No estudiaremos la condición de flujo de corriente intermitente.

Las figuras 21.40c y 21.40d muestran la forma de onda entre **K** y **A** con $\alpha = 45^\circ$ y 75° , respectivamente. Observe que cuando $\alpha = 75^\circ$, el componente de ca de E_{KA} es muy grande, comparado con el componente de cd.

Ejemplo 21-7

El convertidor trifásico de la figura 21.39 está conectado a una fuente trifásica de 480 V y 60 Hz. La carga consiste en una fuente de cd de 500 V cuya resistencia interna es de $2\ \Omega$. Calcule la potencia suministrada a la carga con retrasos de activación de (a) 15° y (b) 75° .

Solución

a. El voltaje de salida de cd del convertidor es

$$\begin{aligned} E_d &= 1.35 E \cos \alpha \\ &= 1.35 \times 480 \cos 15^\circ \\ &= 626 \text{ V} \end{aligned}$$

Como la caída de voltaje de cd a través del inductor es insignificante, la caída IR a través de la resistencia interna de $2\ \Omega$ es

$$\begin{aligned} E &= E_d - E_0 \\ &= 626 - 500 = 126 \text{ V} \end{aligned}$$

Por lo tanto, la corriente directa en la carga es

$$I_d = E/R = 126/2 = 63 \text{ A}$$

La potencia suministrada a la carga es

$$\begin{aligned} P &= E_d I_d \\ &= 626 \times 63 = 39.4 \text{ kW} \end{aligned}$$

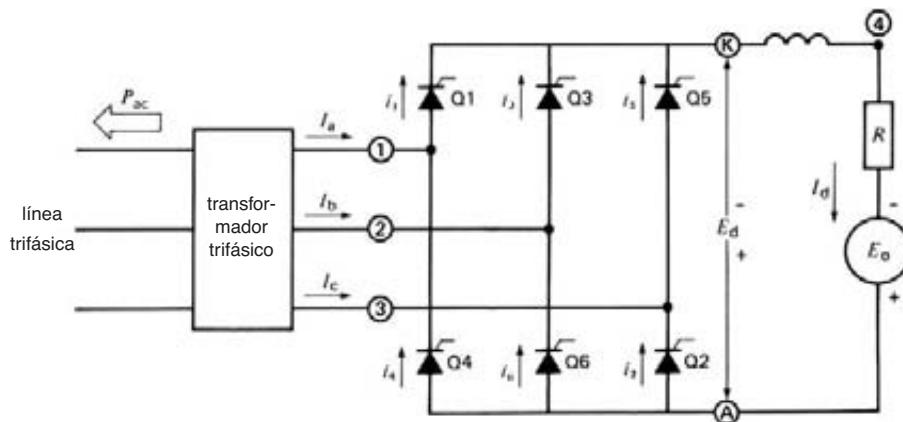
- b. Con un retraso de ángulo de fase de 75° , el voltaje en el convertidor es

$$\begin{aligned} E_d &= 1.35 E \cos \alpha \\ &= 1.35 \times 480 \times \cos 75^\circ \\ &= 167.7 \text{ V} \end{aligned}$$

Como E_d es menor que E_0 , la corriente tiende a fluir a la inversa. Esto es imposible, por lo que la corriente es simplemente cero y también la potencia.

21.29 Activación retrasada —modo de inversor

Si la activación se retrasa más de 90° , el voltaje E_d desarrollado por el convertidor se vuelve negativo, de acuerdo con la ecuación 21.13. Éste no produce una corriente negativa porque, como vimos, los SCRs conducen sólo en una dirección. Por lo tanto, la co-

**Figura 21.41**

Convertidor de 6 pulsos trifásico en el modo de inversor.

rriente en la carga es simplemente cero. Sin embargo, podemos hacer que fluya una corriente conectando un voltaje de cd de magnitud y polaridad apropiadas a través de las terminales del convertidor. Este voltaje E_0 externo debe ser un poco mayor que E_d para que la corriente fluya (Fig. 21.41). La corriente en la carga está dada por

$$I = (E_0 - E_d)/R$$

Como la corriente fluye hacia afuera de la terminal positiva E_0 , la carga es en realidad una fuente que suministra una salida de potencia $P = E_0 I_d$. Una parte de esta potencia se disipa como calor en la resistencia R del circuito y la restante es suministrada a los secundarios del transformador trifásico. Si restamos las pequeñas pérdidas en el transformador y las insignificantes pérdidas en el SCR, nos queda una potencia activa neta P_{ac} que es suministrada a la línea trifásica.

El rectificador original ahora se ha transformado en un *inversor*, que convierte potencia de cd en potencia de ca. La transición de rectificador a inversor es fácil y no requiere ningún cambio en las conexiones del convertidor. En el modo de rectificador, el ángulo de activación queda entre 0° y 90° , y la carga puede ser activa o pasiva. En el modo de inversor, el ángulo de activación queda entre 90° y 180° , y se *debe* proveer una fuente de cd de polaridad apropiada.

La figura 21.42 muestra la forma de onda a ángulos de activación de 105° , 135° y 165° . El voltaje de cd E_d generado por el inversor se sigue obteniendo mediante la ecuación 21.13. Alcanza un valor máximo de $E_d = -1.35 E$ a un ángulo de activación de 180° .

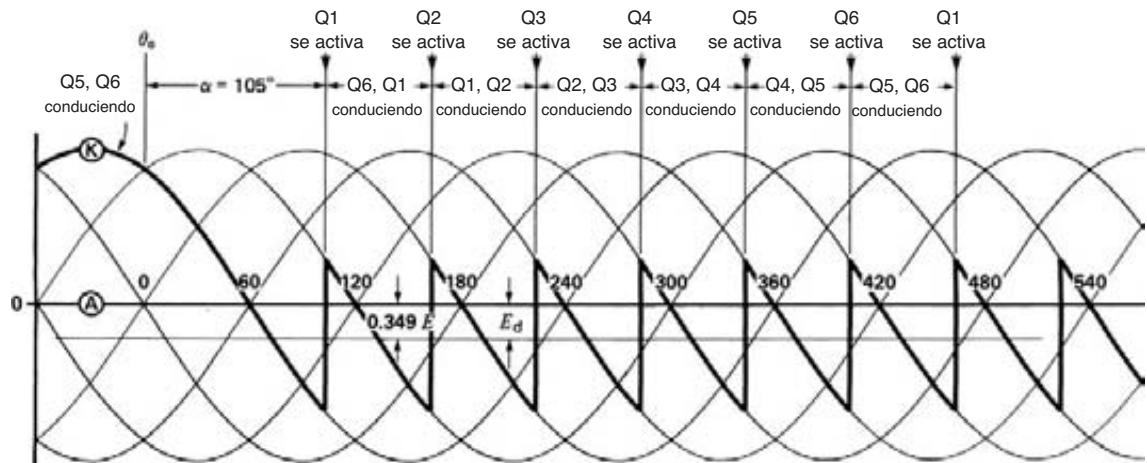
21.30 Intervalo de activación

Por lo general, el ángulo de activación de un tiristor dado se mantiene entre 15° y 165° . El tiristor actúa como rectificador entre 15° y 90° y como inversor entre 90° y 165° . En estas condiciones, el voltaje de cd desarrollado alcanza su valor máximo a 15° y 165° ; es cero a 90° .

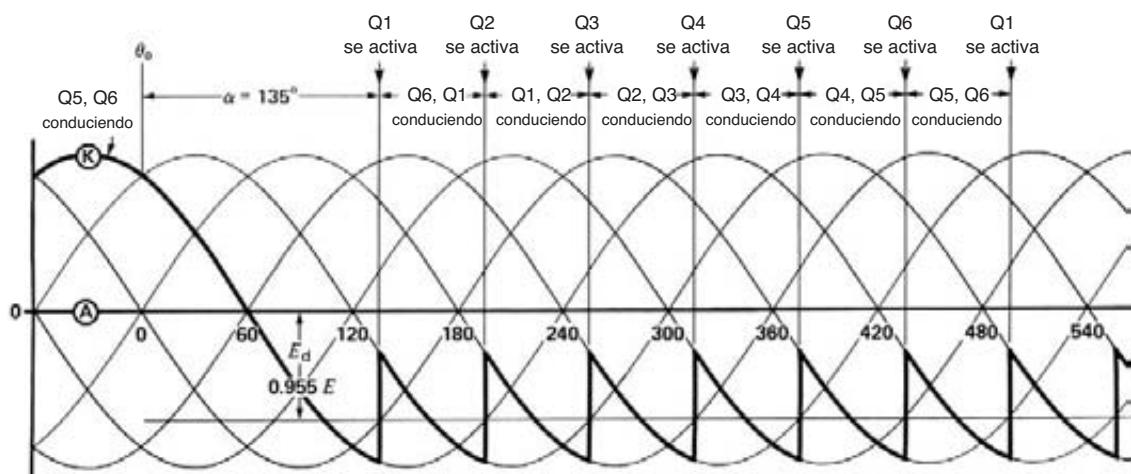
El ángulo de activación rara vez es de menos de 8° en el modo de rectificador. La razón es que los cambios repentinos en el voltaje de línea podrían hacer que un tiristor no se active, por lo que se produciría una discontinuidad en la corriente directa de salida.

En el modo de inversor rara vez se permite que el ángulo de activación exceda los 165° . Si se rebasa este punto, el inversor puede perder su capacidad de conmutar de un tiristor al siguiente. Como resultado, las corrientes se acumulan con rapidez hasta que se activan los cortacircuitos. En algunos casos, no se permite que el ángulo de activación exceda los 150° , para garantizar un margen de seguridad adecuado.

La figura 21.43 muestra las zonas de activación de compuertas permitidas y prohibidas para un tiristor

**Figura 21.42a**

Secuencia de activación y formas de onda con un ángulo de retraso de 105° .

**Figura 21.42b**

Secuencia de activación y formas de onda con un ángulo de retraso de 135° .

particular en un convertidor de 6 pulsos trifásico. Específicamente, se refiere a Q1 en la figura 21.39. Los otros tiristores tienen zonas de activación similares, pero ocurren en momentos diferentes.

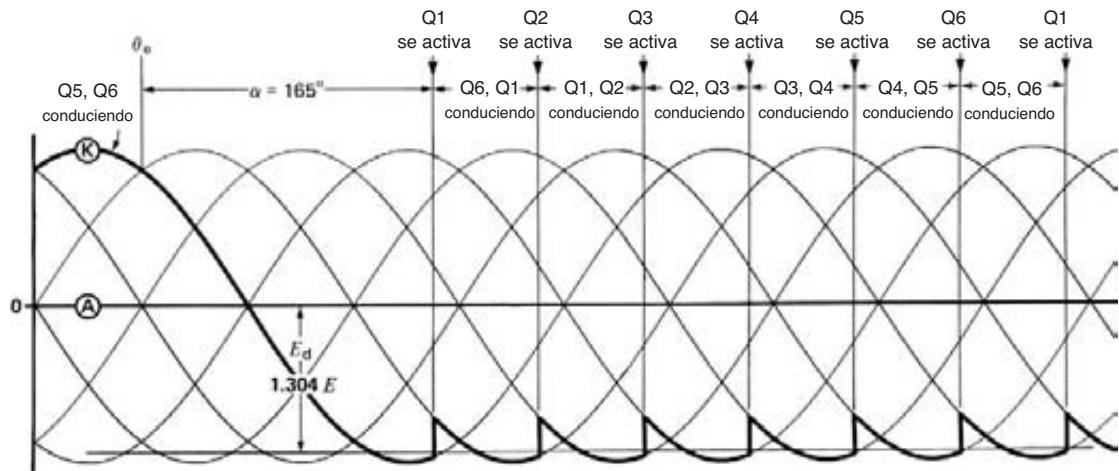
21.31 Circuito equivalente de un convertidor

Podemos pensar en un convertidor como si fuera un conjunto de motor-generador de ca/cd estático cuyo

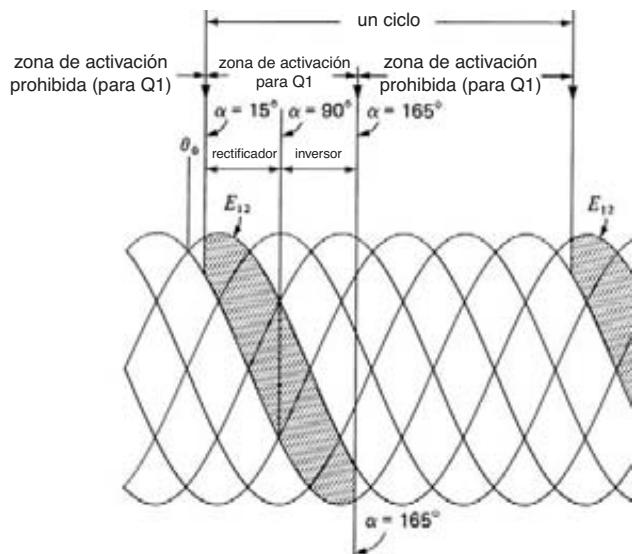
voltaje de cd de salida E_d cambia tanto de magnitud como de polaridad, según el retraso del pulso de compuerta. Sin embargo, el generador de cd tiene algunas propiedades especiales:

1. Sólo puede conducir corriente en una dirección.
2. Produce un voltaje de fluctuación o rizo de ca cada vez mayor a medida que el voltaje de cd disminuye.

Podemos representar esta analogía mediante el circuito de la figura 21.44, en el cual

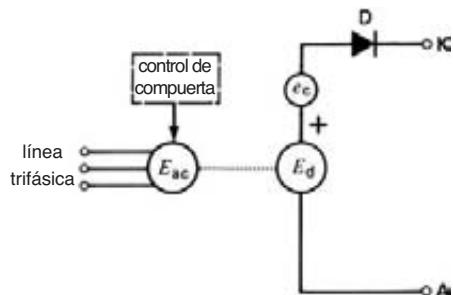
**Figura 21.42c**

Secuencia de activación y formas de onda con un ángulo de retraso de 165° .

**Figura 21.43**

Zonas de activación de compuertas permitidas para el tiristor Q1.

- E_{ac} representa el voltaje de línea trifásica.
- E_d es el voltaje de cd generado por el convertidor.
- e_c es el voltaje de ca generado por el convertidor del lado de cd (principalmente los armónicos 6o y 12o).
- D es un diodo que nos recuerda que la corriente puede fluir sólo en una dirección.
- La línea punteada entre E_{ac} y E_d indica que la potencia activa puede fluir en cualquier dirección entre los sistemas de ca y de cd.

**Figura 21.44**

Círculo equivalente de un convertidor de tiristor.

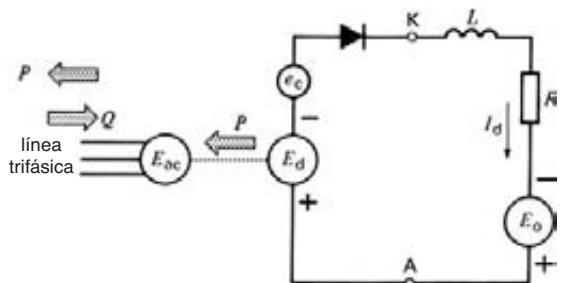
- A diferencia del conjunto de motor/generador, los sistemas de cd y de ca no están eléctricamente aislados entre sí.

Cuando el convertidor funciona como rectificador, el circuito equivalente se muestra en la figura 21.45. Cuando funciona como inversor, el circuito es el de la figura 21.46. El voltaje de ca generado por el convertidor aparece a través de un inductor L . Se supone que su inductancia es suficientemente grande para garantizar una corriente directa casi libre de fluctuaciones.

También se reconocerá que las corrientes que fluyen en las líneas trifásicas no son sinusoidales. Por lo tanto, del lado de ca, el convertidor genera corrientes armónicas, como ya hemos visto (sección 21.14).

21.32 Corrientes en un convertidor de 6 pulsos trifásico

La figura 21.47 muestra las formas de onda de voltaje y corriente cuando el convertidor funciona como rectifi-

**Figura 21.46**

Círculo equivalente de un convertidor de tiristor trifásico en el modo de inversor.

cificador a un ángulo de activación de 45° . Las corrientes $i_1, i_2, i_3, i_4, i_5, i_6$ en los tiristores fluyen durante 120° y su valor pico es igual a la corriente directa I_d . Esto se cumple para cualquier ángulo de activación entre cero y 180° . Por consiguiente, las corrientes en un convertidor de tiristor son idénticas a aquellas en un rectificador de diodo trifásico ordinario (Fig. 21.20). La única diferencia es que fluyen más tarde en el ciclo.

Las formas de onda de las corrientes de línea de ca correspondientes son fáciles de encontrar porque son iguales a la diferencia entre las corrientes respectivas en el tiristor. Por lo tanto, de acuerdo con la figura 21.39, la corriente de línea $I_a = i_1 - i_4$. Estas corrientes de línea también tienen un valor pico I_d , pero fluyen en bloques positivos y negativos de 120° .

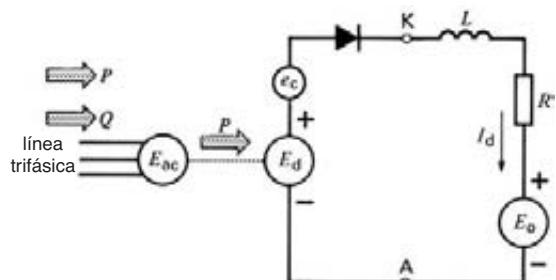
El efecto de calentamiento de las corrientes de línea de ca es importante porque generalmente fluyen en los devanados de un transformador convertidor. La pérdida I^2R depende del valor efectivo de I de la corriente. Por la ecuación 21.6 sabemos que

$$I = 0.816 I_d \quad (21.6)$$

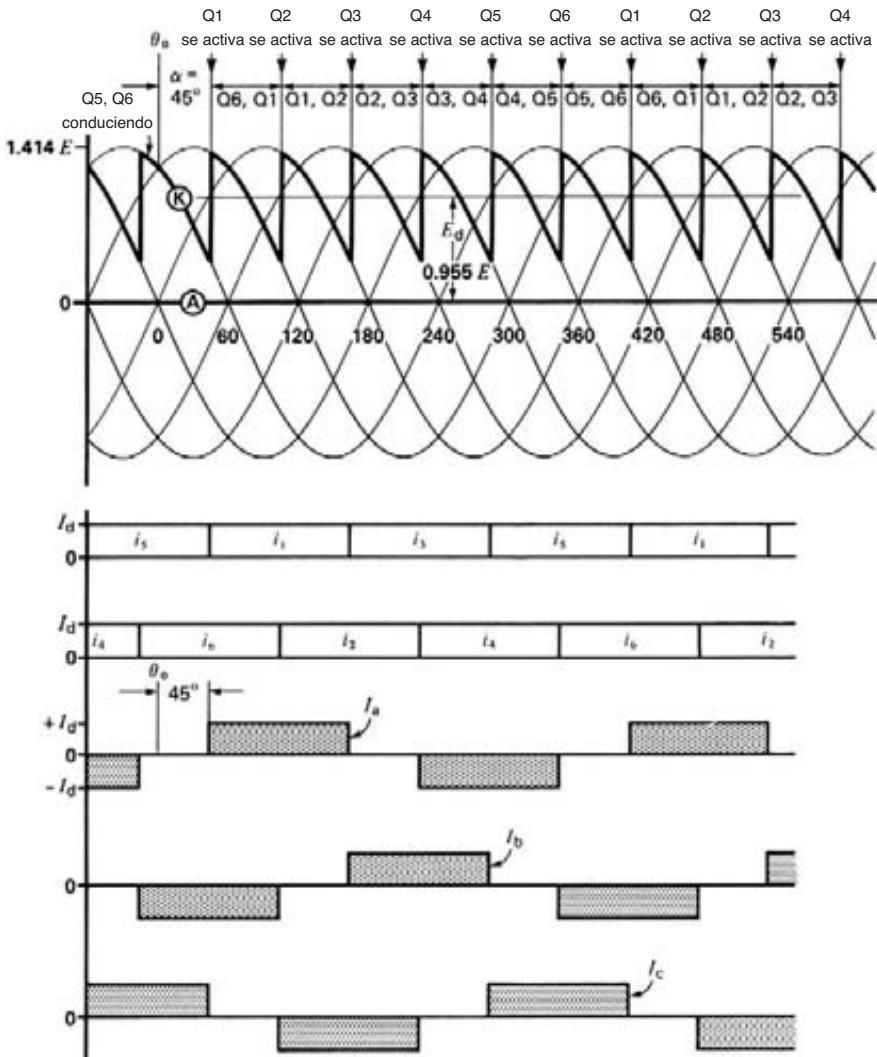
Por lo tanto, el valor efectivo de la corriente alterna de línea está directamente relacionado con la corriente directa de salida y no es afectado por el ángulo de activación. Obviamente, sucede lo mismo cuando el convertidor opera como inversor.

21.33 Factor de potencia

Recordemos que en el rectificador de diodo de 3 pulsos trifásico (Figs. 21.16 y 21.17), las corrientes en las líneas 1, 2 y 3 son simétricas con respecto a los voltajes de línea a neutro. Por lo tanto, la corriente rectangular i_2 se encuentra exactamente a la mitad de la onda positiva E_{2N} .

**Figura 21.45**

Círculo equivalente de un convertidor trifásico en el modo de rectificador.

**Figura 21.47**

Formas de onda de voltaje y corriente en el convertidor de tiristor de la figura 21.39 con un ángulo de retraso de 45° .

En esencia (y en realidad), i_2 está en fase con E_{2N} . Esto también es cierto para las corrientes en las otras dos líneas, en cuanto a sus voltajes respectivos. Esta condición se refleja en el primario del transformador y de allí al alimentador trifásico. Como las corrientes están en fase con los voltajes, el *factor de potencia de desplazamiento* es de 100%. En consecuencia, el rectificador no extrae potencia reactiva de la línea.

Remitiéndonos ahora a la figura 21.47, donde la activación se retrasó 45° , observamos que todas las corrientes en los tiristores se desplazaron 45° hacia la derecha. Por consiguiente, las corrientes de línea se retrasan 45° con respecto a los voltajes de línea a línea respectivos; el factor de potencia de desplazamiento ya no es unitario sino sólo de 0.707 ($\cos 45^\circ = 0.707$). Esto significa que un convertidor absorbe potencia

reactiva del sistema de ca al que está conectado. Esto es cierto aunque el convertidor opere como rectificador o inversor. La potencia reactiva está dada por

$$Q = P \tan \alpha \quad (21.14)$$

donde

Q = potencia reactiva absorbida por el convertidor [var]

P = potencia de cd del convertidor (positiva para un rectificador, negativa para un inversor) [W]

α = ángulo de activación [°]

Observe que las formas de onda de las corrientes mostradas en la figura 21.47 son iguales que las de un rectificador de 6 pulsos convencional (Fig. 21.20).

Ejemplo 21-8

En el ejemplo 21-7, y con un ángulo de activación de 15° , calcule lo siguiente:

- El factor de potencia de desplazamiento
- La potencia reactiva absorbida por el convertidor
- El factor de potencia total

Solución

- El desplazamiento entre la corriente de línea fundamental y el voltaje de línea a neutro es $\alpha = 15^\circ$. El factor de potencia de desplazamiento es

$$\cos \alpha = \cos 15^\circ = 0.966, \text{ o } 96.6\%$$

- La potencia activa suministrada al convertidor es

$$P = E_d I_d = 39.4 \text{ kW}$$

Por lo tanto

$$\begin{aligned} Q &= P \tan \alpha \\ &= 39.4 \tan 15 \\ &= 10.6 \text{ kvar} \end{aligned}$$

- El factor de potencia total = factor de potencia de desplazamiento \times factor de potencia de distorsión
- $$\begin{aligned} &= 0.966 \times 0.955 \\ &= 0.923 = 92.3\% \end{aligned}$$

Ejemplo 21-9

Una fuente de cd de 16 kV cuya resistencia interna es de 1Ω suministra 900 A a un inversor de 6 pulsos trifásico de 12 kV y 60 Hz (Fig. 21.48).

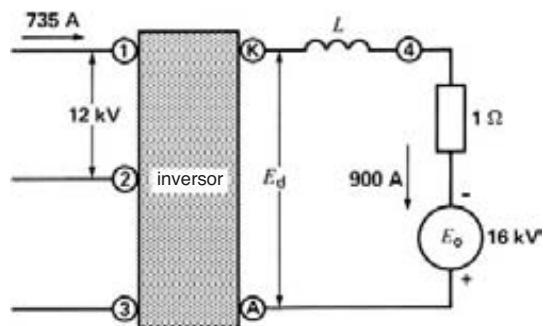


Figura 21.48
Vea el ejemplo 21-11.

Calcule

- La corriente directa conducida por cada SCR.
- El voltaje de cd generado por el inversor.
- El ángulo α de activación requerido.
- El valor efectivo de las corrientes alternas de línea.
- La potencia reactiva absorbida por el inversor.

Solución

- Cada SCR conduce la corriente de carga durante un tercio del tiempo. Por consiguiente, la corriente directa es,

$$\begin{aligned} I &= I_d/3 = 900/3 \\ &= 300 \text{ A} \end{aligned}$$

- El voltaje E_d generado por el inversor es igual a E_0 menos la caída IR . Por lo tanto,

$$\begin{aligned} E_d &= E_0 - I_d R \\ &= 16000 - 900 \times 1 \\ &= 15100 \text{ V} \end{aligned}$$

- Sabiendo que el voltaje de línea de ca efectivo es de 12000 V , el ángulo de activación se calcula con la ecuación 21.13:

$$\begin{aligned} E_d &= 1.35 E \cos \alpha \\ 15100 &= 1.35 \times 12000 \cos \alpha \\ \cos \alpha &= 0.932 \\ \alpha &= 21.2^\circ \end{aligned}$$

Éste es el ángulo de activación que se requeriría si el convertidor operara como rectificador.

Sin embargo, como está en el modo de inversor, el ángulo de activación real es

$$\alpha = 180 - 21.2 = 158.8^\circ$$

d. El valor efectivo de la corriente alterna de línea es

$$\begin{aligned} I &= 0.816 I_d \\ &= 0.816 \times 900 \\ &= 734 \text{ A} \end{aligned} \quad (21.6)$$

e. La potencia de cd absorbida por el inversor es

$$\begin{aligned} P &= E_d I_d \\ &= 15\,100 \times 900 \\ &= 13.6 \text{ MW} \end{aligned}$$

P es en realidad negativa porque el inversor absorbe potencia de cd; por lo tanto,

$$P = -13.6 \text{ MW}$$

La potencia reactiva absorbida por el inversor es

$$\begin{aligned} Q &= P \tan \alpha \\ &= -13.6 \tan 158.8 \\ &= 5.27 \text{ Mvar} \end{aligned} \quad (21.14)$$

En la práctica, la potencia reactiva real es más alta que el valor calculado, a causa del traslape de conmutación.

21.34 Traslape de conmutación

En la sección 21.9 vimos que la corriente en un rectificador trifásico no puede conmutar instantáneamente de un diodo al siguiente. El proceso de conmutación requiere tiempo, lo cual también es cierto para tiristores. Por lo tanto, en un convertidor de seis pulsos, la conmutación de Q1 a Q3 seguida por Q3 a Q5 no es instantánea (como supusimos en la figura 21.47), sino que es más como la mostrada en la figura 21.49b.

La transferencia de I_d de un tiristor al siguiente se realiza durante el llamado periodo de *traslape de conmutación*, definido por el ángulo μ . La cantidad de traslape varía con la corriente I_d . A plena carga, μ queda generalmente entre 20° y 30° . Con carga ligera puede ser tan pequeño como 5° . Debido al traslape de conmutación, la corriente en cada tiristor fluye durante un periodo de $120^\circ + \mu$ grados en lugar de 120° , como hemos supuesto hasta ahora. El traslape de conmutación modifica la forma de onda de E_{AK} , pero no examinaremos este aspecto del comportamiento de un convertidor.

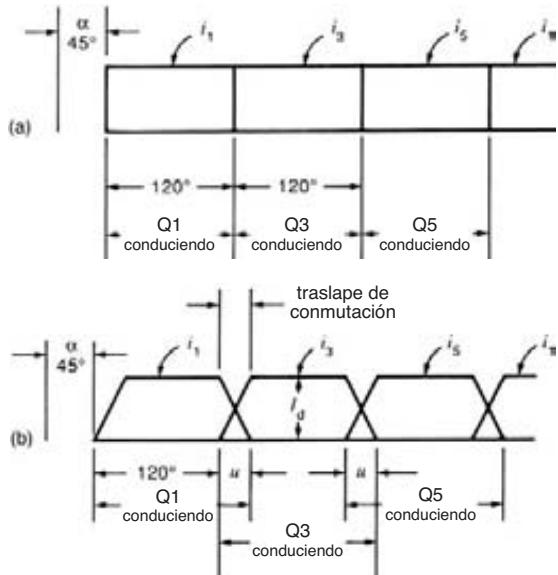


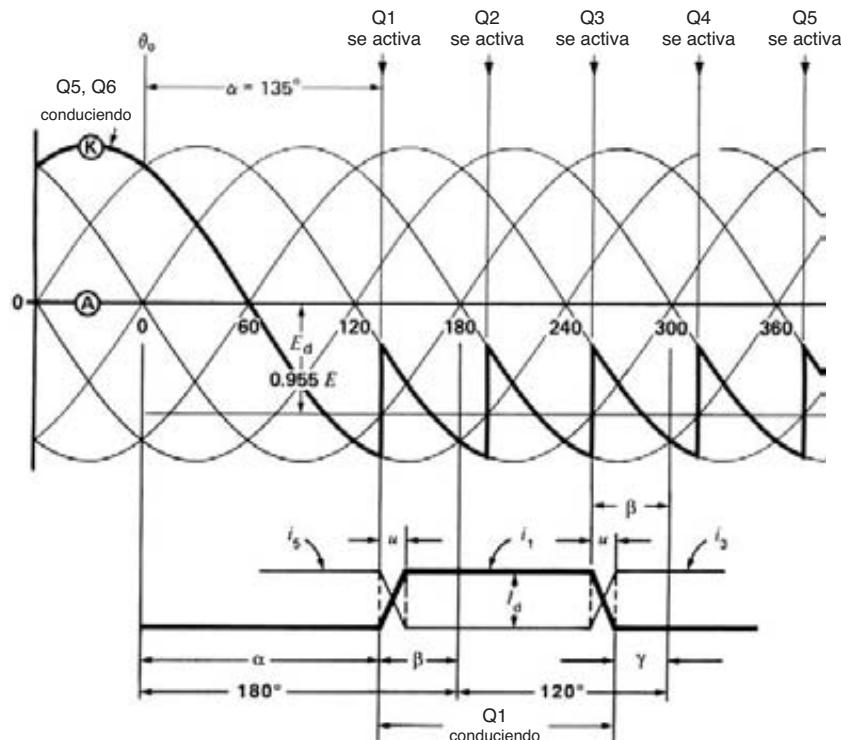
Figura 21.49

- Comutación instantánea en un rectificador cuando $\alpha = 45^\circ$ (vea la figura 21.58).
- Las mismas condiciones con traslape de conmutación de 30° , que muestran formas de onda de corriente en Q1, Q3, Q5.

El traslape de conmutación retrasa la acumulación de corriente en un ángulo μ . También retrasa el corte de corriente en el mismo ángulo. Debido a estos retrasos, el ángulo de activación efectivo es un poco mayor que el ángulo de activación α . Esto reduce el factor de potencia del convertidor tanto en el modo de rectificador como en el modo de inversor. También reduce el voltaje de cd promedio E_{cd} .

21.35 Ángulo de extinción

Hemos visto que cuando un convertidor opera en el modo de inversor, es muy importante que se inicie la conducción antes de $\alpha = 180^\circ$. Como la corriente en un inversor ideal fluye durante 120° , la conducción también debe cesar antes de que alcance el ángulo de $(180 + 120) = 300^\circ$. El intervalo entre el fin de la conmutación y 300° se llama *ángulo de extinción* γ (Fig. 21.50). El ángulo de extinción permite que el tiristor Q1 recupere su capacidad de bloqueo antes de que su ánodo (1) se vuelva positivo nuevamente con respecto al cátodo K. Por lo general, el valor de γ está entre 15 y 20 grados.

**Figura 21.50**

Forma de onda de i_1 en el tiristor Q1 con un ángulo de retraso α . El ángulo de extinción γ permite que Q1 recupere su capacidad de bloqueo antes de alcanzar el ángulo crítico de 300° . A 300° el ánodo de Q1 se vuelve positivo con respecto a su cátodo. La figura también muestra la relación entre los ángulos α , β , γ y u .

En el caso de un inversor, el instante de activación a menudo se define mediante el *ángulo de adelanto* β , y no por medio del ángulo de retraso α . En la figura 21.50 podemos ver que existen las siguientes relaciones entre el ángulo de conmutación μ , el ángulo de retraso α , el ángulo de adelanto β y el ángulo de extinción γ :

$$\beta = 180 - \alpha \quad (21.15)$$

$$\beta = u + \gamma \quad (21.16)$$

CONVERTIDORES DE CONMUTACIÓN DE CD A CD

21.36 Interruptores de semiconductor

Hasta aquí hemos estudiado circuitos en los cuales la conmutación electrónica es realizada por tiristores. Vi-

mos que una de sus desventajas era que la conducción sólo se detenía cuando la corriente en el ánodo se reducía naturalmente a cero. Aunque es posible hacer que la corriente en el ánodo se reduzca a cero mediante técnicas especiales, como se mencionó en la sección 21.18, los componentes adicionales del circuito hacen que esta solución sea tediosa y cara. Otro problema es que la conmutación por medio de tiristor está limitada a un máximo de aproximadamente 2 kHz.

Para superar este problema, se han desarrollado interruptores de semiconductor especiales por medio de los cuales se puede iniciar o bloquear la conducción controlando la corriente o el voltaje de compuerta. Estos dispositivos están siendo mejorados constantemente, pero limitaremos nuestra atención a aquellos que se utilizan con más frecuencia. Como se mencionó en la introducción de este capítulo, son los GTOs, transistores bipolares, MOSFETs de potencia e IGBTs. Estos

dispositivos de conmutación activación/desactivación controlable nos permiten diseñar convertidores de cd a cd y de cd a ca de extraordinaria versatilidad. Los principios básicos de estos convertidores conmutados se explican en las secciones siguientes.

Características básicas de tiristor y GTO. Además de su importante característica de desactivación de compuerta, los GTOs son muy similares a los tiristores ordinarios. Las características de ambos dispositivos en los estados activo e inactivo se ilustran en la figura 21.51. Así, en el estado inactivo, cuando la corriente es cero el tiristor puede soportar voltajes de bloqueo tanto directo como inverso E_{AK} , hasta los límites máximos determinados por las bandas rayadas (Fig. 21.51a). Durante el estado activo, cuando el tiristor conduce, la figura muestra que la caída de voltaje E_{AK} es de aproximadamente 2 V, y el límite superior de la corriente I_{AK} en el ánodo está de nuevo indicado por la banda rayada. Estas bandas sólo indican los valores máximos disponibles actualmente. La mayoría de los tiristores

están diseñados para operar siempre dentro de los límites mostrados.

La figura 21.51b muestra que los GTOs pueden soportar voltajes directos pero no voltajes de bloqueo inversos. Además, la caída de voltaje es de aproximadamente 3 V comparada con la de 2 V en tiristores. Como en el caso de un tiristor, la conducción en un GTO se inicia inyectando un pulso de corriente positiva en la compuerta. Para mantenerlo conduciendo, la corriente en el ánodo no debe caer por debajo de la *corriente de retención* del GTO. Sin embargo, el GTO es un dispositivo en el que la corriente del ánodo se puede bloquear inyectando una intensa corriente negativa en la base durante unos cuantos microsegundos. Para garantizar la extinción, la amplitud del pulso de compuerta tiene que ser de aproximadamente un tercio del valor de la corriente en el ánodo. Los GTOs son interruptores de alta potencia, algunos de los cuales pueden manejar corrientes de varios miles de amperes a voltajes de hasta 4000 V.

Características básicas de un BJT. El transistor de unión bipolar, o BJT, se designa bipolar porque la conducción se produce por la migración tanto de electrones como de huecos dentro del dispositivo. El transistor tiene tres terminales llamadas colector C, emisor E y base B (Fig. 21.52). La corriente I_C en el colector que fluye del colector al emisor se inicia y se mantiene haciendo que fluya una corriente I_B sostenida hacia la base. Cuando opera como interruptor, la corriente en la base debe ser suficientemente grande para saturar el BJT. En estas condiciones, el voltaje E_{CE} entre el colector y el emisor es de 2 a 3 volts, con corriente nominal en el colector. La conducción cesa en cuanto se suprime la corriente en la base. Las características del

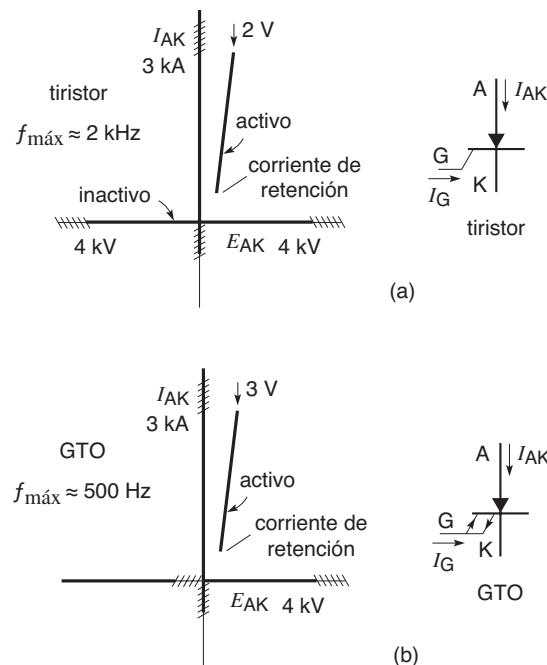


Figura 21.51
Propiedades típicas y límites aproximados de GTOs y tiristores en los estados activo e inactivo.

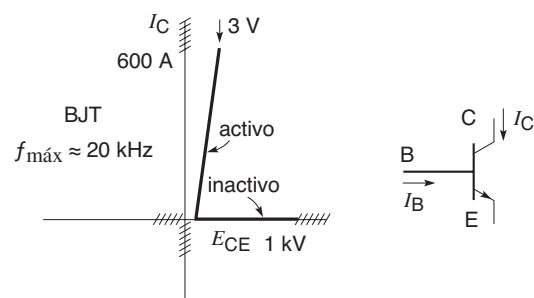


Figura 21.52
Propiedades típicas y límites aproximados de BJT.

BJT en los estados activo e inactivo se muestran en la figura 21.52, junto con los límites aproximados del voltaje E_{CE} colector-emisor y la corriente I_C de colector. Observe que el transistor no puede tolerar valores negativos de E_{CE} . Los transistores de potencia pueden conducir corrientes de varios cientos de amperes y soportar voltajes E_{CE} de aproximadamente 1 kV. Para establecer las corrientes de colector de 100 A, la corriente de base correspondiente es por lo general de aproximadamente 1 A.

Características básicas del MOSFET. El MOSFET de potencia es un dispositivo de tres terminales controlado por voltaje que tiene un ánodo y un cátodo, llamados respectivamente drenaje D, fuente S y compuerta G (Fig. 21.53). La corriente de drenaje I_D se inicia aplicando y manteniendo un voltaje E_{GS} de aproximadamente 12 V entre la compuerta y la fuente. La conducción se detiene siempre que E_{GS} se reduce por debajo del límite umbral (aproximadamente de 1 V). Las corrientes de compuerta son extremadamente pequeñas; por consiguiente, se requiere muy poca potencia para excitar este interruptor electrónico. Las características en los estados activo e inactivo se muestran en la figura 21.53, junto con límites máximos típicos del voltaje de drenaje E_{DS} y de corriente de drenaje I_D . El MOSFET no puede tolerar valores negativos de E_{DS} . Para satisfacer este requerimiento, se le ha incorporado un diodo inversamente polarizado, como se muestra en el símbolo del dispositivo. Los MOSFETs de potencia pueden conducir corrientes de drenaje de aproximadamente cien amperes y soportar voltajes E_{CE} de aproximadamente 500 V. Con corriente nominal, cuando se saturan, la caída de voltaje E_{DS} va de 2 a 5 V.

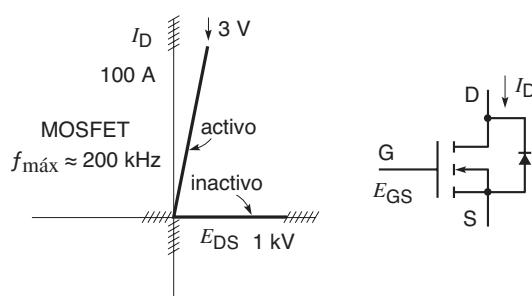


Figura 21.53

Propiedades típicas y límites aproximados de MOSFETs.

Características básicas del IGBT. El IGBT también es un interruptor controlado por voltaje cuyas terminales están identificadas del mismo modo que las de un transistor, es decir, colector, emisor y base. Las características en los estados activo e inactivo se muestran en la figura 21.54, junto con los voltajes y corrientes limitantes. La corriente de colector en un IGBT es mucho más alta que en un MOSFET. Por consiguiente, el IGBT puede manejar más potencia.

Comparados con los GTOs, una importante característica de los BJTs, MOSFETs e IGBTs la constituyen sus rápidos tiempos de activación y desactivación. Esto permite que estos interruptores sean utilizados a frecuencias mucho más altas. Como resultado, los transformadores, inductores y capacitores asociados son más pequeños y más baratos. En las figuras 21.51 a 21.54 se muestran las frecuencias máximas típicas. Otra ventaja de la conmutación de alta velocidad es que los interruptores de semiconductor pueden generar voltajes y corrientes de baja frecuencia cuyas formas de onda y fase se pueden diseñar para satisfacer casi cualquier requerimiento.

21.37 Convertidor conmutador de cd a cd

En algunos sistemas de potencia existe la necesidad de transformar potencia de cd de un nivel de voltaje de cd a un nivel de cd más alto o más bajo. Por ejemplo, en un sistema de transporte público, una línea elevada de cd de 4000 V puede ser la fuente para excitar un motor de cd de 300 V en un autobús. En otros casos, puede ser necesaria una batería de 12 V para energizar un dispositivo de cd de 120 V. En sistemas de corriente alterna el aumento o la reducción del voltaje es fácil de realizar con un transformador. Pero en sistemas de cd

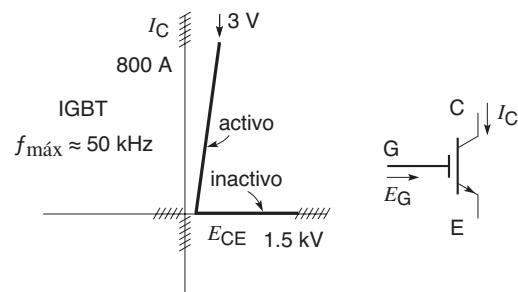


Figura 21.54

Propiedades típicas y límites aproximados de IGBTs.

se requiere un método enteramente diferente, que implica el uso de un convertidor conmutador de cd a cd, llamado en ocasiones *recortador*.

Suponga que la potencia tiene que ser transferida de una fuente de cd E_S de alto voltaje a una carga de cd E_0 de bajo voltaje. Una solución es conectar un inductor entre la fuente y la carga y abrir y cerrar el circuito periódicamente con un interruptor (Fig. 21.55). Para seguir la transferencia de energía, suponga que el interruptor se cierra durante un instante T_1 . Durante este intervalo, el voltaje a través del inductor es $E_S - E_0$ con las polaridades mostradas en la figura 21.56. El inductor acumula volt-segundos y la corriente i resultante se incrementa a un ritmo constante dado por

$$i = \frac{(E_S - E_0)}{L} t$$

Después de un tiempo T_1 (cuando i ha alcanzado un valor I_a y el interruptor está a punto de abrirse), la corriente es

$$I_a = (E_S - E_0) T_1 / L \quad (21.17)$$

La energía magnética correspondiente almacenada en el inductor es

$$W = \frac{1}{2} L I_a^2 \quad (2.8)$$

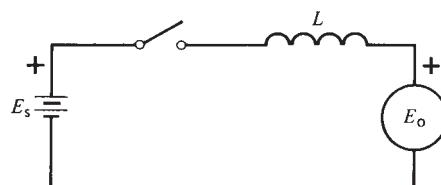


Figura 21.55
Transferencia de energía por medio de un inductor.

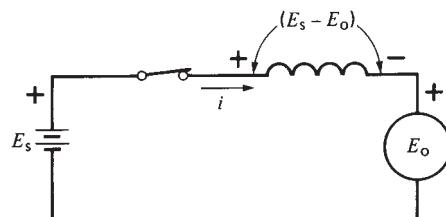


Figura 21.56
Energía almacenada en el inductor.

Cuando el interruptor se abre (Fig. 21.57) la corriente se colapsa y toda la energía almacenada se disipa en el arco a través del interruptor. Al mismo tiempo, se induce un alto voltaje e_L a través del inductor porque la corriente se está colapsando muy rápido. La polaridad de este voltaje es *opuesta* a la que era cuando la corriente se estaba incrementando (compare las figuras 21.56 y 21.57). El alto voltaje negativo indica que el inductor está descargando con rapidez los volt-segundos que había acumulado anteriormente. Como resultado, la corriente disminuye con rapidez.

Aunque algo de energía se transfiere de la fuente E_S a la carga E_0 mientras que el interruptor está cerrado, se pierde una gran cantidad de energía cada vez que el interruptor se abre. Por lo tanto, la eficiencia es pobre.

Podemos evitar esta pérdida de energía agregando un diodo al circuito, como se muestra en la figura 21.58. Cuando el interruptor se cierra, la corriente se eleva a I_a como antes. El diodo no tiene efecto porque su cátodo es positivo con respecto al ánodo y por lo tanto el diodo no conduce. Cuando el interruptor se abre, la corriente i comienza nuevamente a decrecer e induce un voltaje e_L . Sin embargo, e_L no puede saltar al valor alto que alcanzó antes porque en cuanto excede E_0 , el ánodo del diodo se vuelve positivo y el diodo comienza a conducir. Suponiendo que la caída de vol-

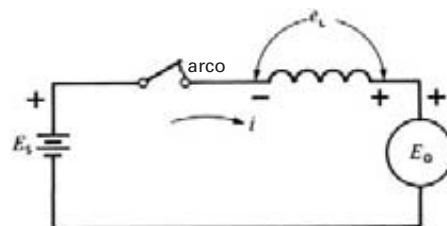


Figura 21.57
Energía disipada en el arco. Observe la polaridad de e_L .

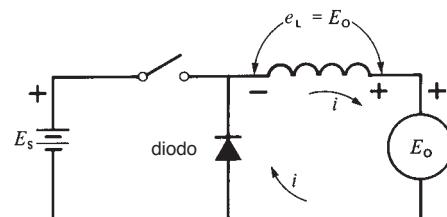


Figura 21.58
Energía transferida sin pérdida.

taje en el diodo es insignificante, se deduce que $e_L = E_0$. Como E_0 es constante, el voltaje a través del inductor también es constante. Partiendo de I_a , la corriente i se reduce a un ritmo uniforme dado por

$$i = I_a - \frac{E_0 t}{L} \quad (2.28)$$

La corriente se vuelve cero después de un tiempo T_2 . Podemos calcular T_2 porque los volt-segundos acumulados durante el periodo de carga T_1 deben ser iguales a los volt-segundos liberados durante el intervalo de descarga T_2 . Remitiéndonos a la figura 21.59, tenemos

$V \cdot s$ durante el periodo de carga = $V \cdot s$ durante el periodo de descarga

$$A_{(+)} = A_{(-)}$$

$$(E_S - E_0) T_1 = E_0 T_2$$

Por lo tanto,

$$T_2 = \frac{(E_S - E_0) T_1}{E_0} \quad (21.18)$$

Cuando la corriente sea cero, el inductor habrá suministrado toda su energía almacenada a la carga E_0 . Al mismo tiempo, el diodo dejará de conducir. Por lo tanto, podemos volver a cerrar el interruptor durante otro intervalo T_1 y repetir el ciclo por tiempo indefinido. En consecuencia, este circuito nos permite transferir energía desde una fuente de cd de alto voltaje a una carga de cd de bajo voltaje sin incurrir en pérdidas. En realidad, el inductor absorbe energía a un voltaje relativamente alto ($E_S - E_0$) y la suministra a un voltaje más bajo E_0 .

El diodo se conoce como *diodo de rueda libre* o de funcionamiento libre porque comienza a conducir automáticamente en cuanto se abre el interruptor y deja de conducir en cuanto se cierra.

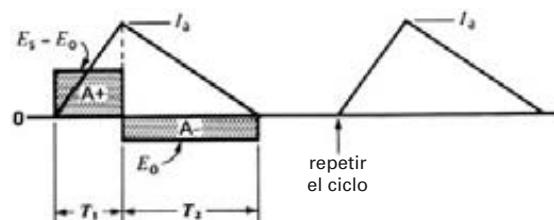


Figura 21.59
E e / en el inductor de la figura 21.58.

El interruptor es en realidad un GTO, MOSFET o IGBT, cuyo estado activo/inactivo es controlado por una señal aplicada a la compuerta. La combinación del interruptor electrónico, inductor y diodo constituye lo que se conoce como convertidor reductor de cd a cd o *contrarrecortador*.

21.38 Comutación rápida

En lugar de permitir que la corriente de carga oscile entre cero e I_a , podemos cerrar el interruptor durante un corto periodo T_1 (como en la figura 21.59) hasta que la corriente alcance el valor deseado I_a . Luego abrimos y cerramos rápidamente el interruptor para que la corriente se incremente y disminuya en pequeños incrementos. De acuerdo con la figura 21.60a, el interruptor se cierra durante un intervalo T_a y se abre durante un intervalo T_b . Cuando el interruptor se abre, la corriente de carga se reduce desde su valor pico I_a a un valor más bajo I_b . Durante este intervalo, fluye corriente en el inductor, la carga y el diodo de funcionamiento libre. La corriente disminuye al mismo ritmo que lo hizo en la figura 21.59.

Cuando la corriente se reduce a un valor I_b , el interruptor se vuelve a cerrar. Como el cátodo del diodo ahora es (+), la corriente en el diodo deja de fluir de inmediato y ahora la fuente suministra corriente I_b . Entonces la corriente empieza a aumentar y cuando alcanza el valor I_a (después de un tiempo T_a), el interruptor se abre de nuevo. El diodo de funcionamiento libre entra nuevamente en acción y el ciclo se repite. Por lo tanto, la corriente suministrada a la carga fluctúa entre I_a y el valor menor I_b (Fig. 21.60b). Su valor de cd o promedio I_0 es casi igual a I_a , pero el valor exacto es

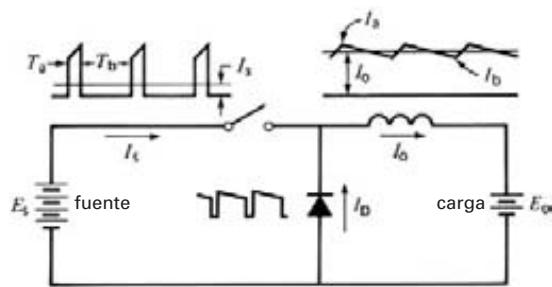
$$I_0 = (I_a + I_b)/2 \quad (21.19)$$

Mientras que la corriente en la carga es esencialmente constante, con sólo una pequeña fluctuación o rizo (Fig. 21.60b), la corriente suministrada por la fuente consta de una serie de pulsos puntiagudos, como se muestra en la figura 21.60c. ¿Cuál es el valor promedio de estos pulsos? Se determina observando que la corriente promedio durante cada pulso (duración T_a) es $(I_a + I_b)/2 = I_0$. Por consiguiente, la corriente promedio I_S durante un ciclo (tiempo T) es

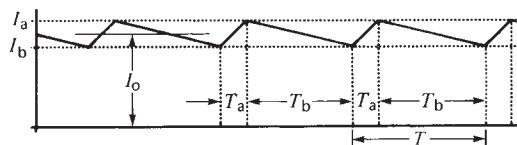
$$I_S = I_0 (T_a/T)$$

es decir

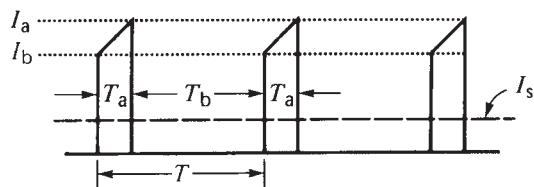
$$I_S = I_0 D \quad (21.20)$$

**Figura 21.60a**

Corrientes en un circuito recortador.

**Figura 21.60b**

Corriente en la carga.

**Figura 21.60c**

Pulsos de corriente provistos por la fuente.

donde

 I_s = corriente directa extraída de la fuente [A] I_0 = corriente directa absorbida por la carga [A] T_a = tiempo que dura *activo* el interruptor [s] T = período de un ciclo [s] D = ciclo de trabajo = T_a/T

El circuito de la figura 21.60a muestra las formas de onda de la corriente en la fuente, la carga y el diodo. Aunque las formas de onda son truncadas y discontinuas, siguen obedeciendo la ley de la corriente de Kirchhoff, en todo momento.

En cuanto a los aspectos de potencia, la potencia de cd extraída de la fuente debe ser igual a la potencia de cd absorbida por la carga, porque, idealmente, no se pierde potencia en el interruptor, el inductor o el diodo de funcionamiento libre. Por consiguiente, podemos escribir

$$E_s I_s = E_0 I_0$$

Si sustituimos la ecuación 21.20 en la ecuación anterior, obtenemos

$$E_0 = E_s \frac{I_s}{I_0} = E_s \frac{T_a}{T}$$

la cual da la importante relación

$$E_0 = D E_s \quad (21.21)$$

donde

$$E_0 = \text{voltaje de salida de cd del convertidor [V]}$$

$$E_s = \text{voltaje de cd de la fuente [V]}$$

$$D = \text{ciclo de trabajo}$$

La ecuación 21.21 indica que el voltaje de salida de cd E_0 puede ser controlado con sólo variar el ciclo de trabajo D . Por lo tanto, el convertidor se comporta como un transformador de cd altamente eficiente en el que la "relación de vueltas" es D . Para una frecuencia de comutación dada, esta relación se puede cambiar como se requiera variando el tiempo *activo* T_a del interruptor.

En la práctica, el interruptor mecánico es reemplazado por un interruptor electrónico, como un IGBT. Puede ser activado o desactivado a una frecuencia alta de 50 kHz. Si se requiere más potencia, se utiliza un GTO, en donde la frecuencia podría ser del orden de 300 Hz.

Ejemplo 21-10

El interruptor de la figura 21.60a se abre y cierra a una frecuencia de 20 Hz y permanece cerrado durante 3 ms por ciclo. Un amperímetro de cd conectado en serie a la carga E_0 indica una corriente de 70 A.

- Si se conecta un amperímetro de cd en serie a la fuente, ¿qué corriente indicará?
- ¿Cuál es la corriente promedio por pulso?

Solución

- Con la ecuación 21.20, tenemos

$$\text{periodo } T = \frac{1}{20} = 50 \text{ ms}$$

$$\text{ciclo de trabajo} = \frac{T_a}{T} = \frac{3}{50} = 0.06$$

$$\begin{aligned} I_s &= I_0 D \\ &= 70 \times 0.06 \\ &= 4.2 \text{ A} \end{aligned}$$

- b. La corriente promedio durante cada pulso (duración T_a) es de 70 A. Considerando que la corriente promedio es de sólo 4.2 A, la fuente tiene que ser específicamente diseñada para suministrar el alto pulso de 70 A. En la mayoría de los casos se conecta un capacitor grande a través de las terminales de la fuente, el cual puede suministrar con facilidad los altos pulsos de corriente conforme se descarga.

Ejemplo 21-11

Queremos cargar una batería de 120 V con una fuente de ca de 600 V utilizando un recortador de cd. La corriente promedio en la batería debe ser de 20 A, con una fluctuación o rizo de pico a pico de 2 A. Si la frecuencia del recortador es de 200 Hz, calcule lo siguiente:

- La corriente directa extraída de la fuente.
- La corriente directa en el diodo.
- El ciclo de trabajo.
- La inductancia del inductor.

Solución

El diagrama de circuito se muestra en la figura 21.61a y la corriente deseada en la batería se da en la figura 21.61b. Fluctúa entre 19 A y 21 A, por lo que produce un promedio de 20 A con una fluctuación o rizo de pico a pico de 2 A.

- La potencia suministrada a la batería es

$$P = 120 \text{ V} \times 20 \text{ A} = 2400 \text{ W}$$

Por lo tanto, la potencia suministrada por la fuente es de 2400 W.

La corriente directa extraída de la fuente es

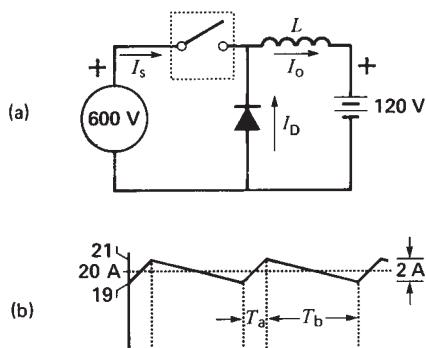


Figura 21.61

- Circuito del ejemplo 21-11.
- Corriente en la carga.

$$I_S = P/E_S = 2400/600 = 4 \text{ A}$$

- b. Para calcular la corriente promedio en el diodo, veamos la figura 21.61a. La corriente I_0 es de 20 A y se encontró que I_S es de 4 A. Aplicando la ley de la corriente de Kirchhoff a la unión diodo/inductor, la corriente promedio I_D en el diodo es

$$\begin{aligned} I_D &= I_0 - I_S \\ &= 20 - 4 \\ &= 16 \text{ A} \end{aligned}$$

- c. El ciclo de trabajo es

$$D = E_0/E_S = 120/600 = 0.2$$

$$T = 1/f = 1/200 = 5 \text{ ms}$$

Por consiguiente, el tiempo de activación T_a es

$$T_a = DT = 0.2 \times 5 \text{ ms} = 1 \text{ ms}$$

Las formas de onda de I_S e I_D se muestran en las figuras 21.61c y 21.61d, respectivamente.

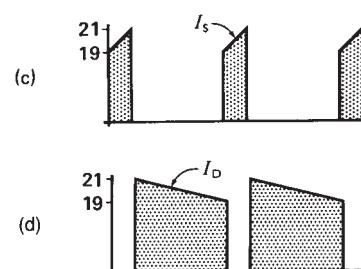
Observe los pulsos puntiagudos suministrados por la fuente.

- d. Durante el intervalo T_a el voltaje promedio a través del inductor es $(600 - 120) = 480 \text{ V}$. Los volt-segundos acumulados por el inductor durante este intervalo son $A_{(+)} = 480 \text{ V} \times 1 \text{ ms} = 480 \text{ mV}\cdot\text{s} = 0.48 \text{ V}\cdot\text{s}$. El cambio de la corriente durante el intervalo es de 2 A; por consiguiente,

$$\Delta I = A_{(+)} / L \quad (2.28)$$

$$2 = 0.48/L$$

$$L = 0.24 \text{ H}$$



- Corriente extraída de la fuente.
- Corriente en el diodo de funcionamiento libre.

Así, el inductor deberá tener una inductancia de 0.24 H. Si se utilizara una inductancia mayor, la fluctuación o rizo de la corriente sería menor, pero los voltajes y corrientes permanecerían iguales.

21.39 Transformación de impedancia

Hasta ahora hemos supuesto que el convertidor alimenta potencia a una carga activa E_0 . Sin embargo, también se puede utilizar para conectar una fuente de cd E_S de alto voltaje a un resistor R_0 de carga de bajo voltaje (Fig. 21.62). Las ecuaciones 21.20 y 21.21 siguen siendo válidas, pero ahora tenemos la relación adicional $E_0 = I_0 R_0$. Además, la resistencia aparente R_S a través de las terminales de la fuente está dada por

$$R_S = E_S/I_S$$

Por lo tanto, podemos escribir

$$\begin{aligned} R_S &= E_S/I_S \\ &= \frac{E_0/D}{I_0 D} \\ &= \frac{E_0}{I_0 D^2} \\ \therefore R_S &= \frac{R_0}{D^2} \end{aligned} \quad (21.22)$$

donde

R_S = resistencia aparente a través de la fuente [Ω]

R_0 = resistencia de carga real [Ω]

D = ciclo de trabajo

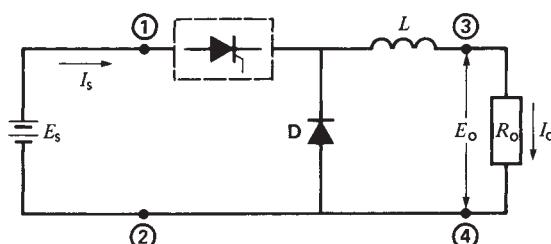


Figura 21.62

Un recortador puede hacer que un resistor fijo R_0 aparezca como una resistencia variable entre las terminales 1-2.

Por consiguiente, el convertidor tiene la capacidad de transformar la resistencia de un resistor fijo en un valor más alto cuya magnitud depende del ciclo de trabajo. Así, el recortador se comporta de nuevo como un transformador de cd en el que la relación de vueltas es D .

Ejemplo 21-12

El recortador de la figura 21.62 opera a una frecuencia de 4 kHz y el tiempo que permanece activo es de 20 ms. Calcule la resistencia aparente a través de la fuente, sabiendo que $R_0 = 12 \text{ W}$.

Solución

El ciclo de trabajo es

$$D = T_a/T = T_a f = 20 \times 10^{-6} \times 4000 = 0.08$$

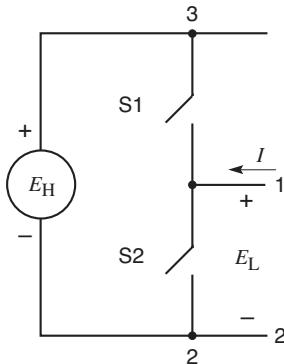
Aplicando la ecuación 21.22, tenemos

$$\begin{aligned} R_S &= R_0/D^2 \\ &= 12/(0.08)^2 \\ &= 1875 \Omega \end{aligned}$$

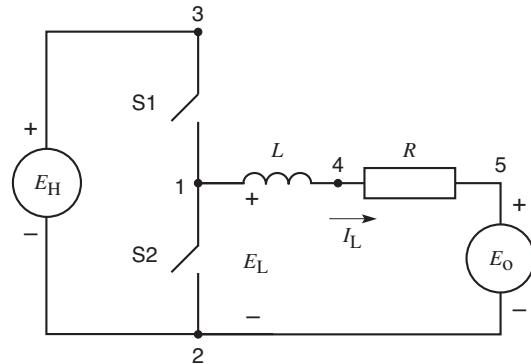
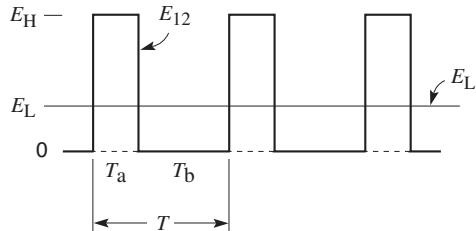
Este ejemplo muestra que el valor real de un resistor se puede incrementar muchas veces por medio de un recortador. Aunque un recortador puede ser comparado con un transformador, existe una importante diferencia entre los dos. La razón es que un transformador permite el flujo de potencia en ambas direcciones (del lado de alto voltaje al lado de bajo voltaje o viceversa). El recortador reductor que acabamos de estudiar puede transferir potencia sólo del lado de alto voltaje al lado de bajo voltaje. Como a menudo se requiere el flujo de potencia en ambas direcciones, a continuación examinaremos un convertidor de cd a cd que hace esto.

21.40 Convertidor de cd a cd básico de dos cuadrantes

Considere la figura 21.63a, en la que dos interruptores mecánicos S1 y S2 están conectados a través de una fuente de voltaje de cd E_H . Los interruptores se abren y cierran alternadamente de tal modo que cuando S1 se cierra, S2 se abre y viceversa. El tiempo de un ciclo es T y S1 se cierra durante un periodo T_a . Por lo tanto, el ciclo de trabajo de S1 es $D = T_a/T$, mientras que el de S2 es $(1 - D)$. Cuando S1 está cerrado, la terminal 1 está al nivel del punto 3, por lo que el voltaje de salida

**Figura 21.63a**

Convertidor de cd a cd de dos cuadrantes.

**Figura 21.64**La potencia puede fluir de E_H a E_0 y viceversa.**Figura 21.63b**Forma de onda de E_{12} y valor promedio de E_L .

es $E_{12} = E_H$ durante un periodo T_a . Entonces, cuando S1 se abre, S2 se cierra y $E_{12} = 0$ durante un periodo T_b . Por consiguiente, el voltaje de salida oscila entre E_H y cero (Fig. 21.63b) y su valor de cd E_1 promedio está dado por la ecuación 21.21

$$E_L = D E_H \quad (21.21)$$

Variando D de 0 a 1, podemos variar la magnitud de E_L de cero a E_H .

Al examinar la figura 21.63a, vemos que el circuito del lado izquierdo de las terminales 1, 2 nunca se abre. Por ejemplo, si la corriente I fluye hacia la terminal 1, puede regresar a la terminal 2 ya sea por S2 (si S2 está cerrado) o por S1 y la fuente E_H si S2 está abierto. Como uno de los interruptores siempre está cerrado, es evidente que la corriente I siempre puede circular, sin importar su dirección. Ésta es una característica crucialmente importante del converti-

dor. Se llama *convertidor de dos cuadrantes* porque la corriente I puede fluir en ambas direcciones, pero la polaridad del voltaje de cd E_L permanece fija. De hecho, debido a la polaridad de E_H , la terminal 1 siempre es (+) con respecto a la terminal 2.

Suponga que deseamos transferir potencia de cd de las terminales E_{12} a una carga, digamos una batería, cuyo voltaje de cd E_{52} tiene un valor E_0 (Fig. 21.64). Sabiendo que E_{12} fluctúa mientras que E_0 permanece constante, es esencial colocar un separador entre los dos, o de lo contrario se producirán corrientes de cortocircuito. Podríamos colocar un resistor entre los puntos 1 y 5, pero ello implicaría pérdidas I^2R que reducirían la eficiencia del convertidor. La mejor solución es utilizar una inductancia L como se muestra en la figura 21.64. Tiene la ventaja de que se opone al flujo de corriente alterna pero no a la corriente directa. Se supone que la carga tiene una pequeña resistencia interna R .

Suponga que tanto la fuente de voltaje E_H como el ciclo de trabajo D son fijos. Por consiguiente, el componente de cd E_L entre los puntos 1 y 2 es constante. Si E_0 es exactamente igual a E_L , no fluirá corriente directa y no habrá intercambio de potencia de cd. Pero si E_0 es menor que E_L , fluirá una corriente directa I_L de la terminal 1 a la terminal 5. Su magnitud está dada por

$$I_L = (E_L - E_0)/R \quad (21.23)$$

Por lo tanto, fluirá una potencia igual a $E_L I_L$ de las terminales 1, 2 hacia la batería. Esta potencia de cd sólo

puede provenir de la fuente de alto voltaje E_H . En este modo de operación, con E_0 menor que E_L , el convertidor actúa como el recortador reductor (buck) estudiado en la sección 21.37. Fluye potencia del voltaje E_H mayor al voltaje E_0 menor.

Por otra parte, si E_0 es mayor que E_L , fluirá una corriente directa I_L hacia afuera de la terminal 5 y hacia la terminal 1. Su magnitud es $I_L = (E_0 - E_L)/R$. Ahora fluye potencia del lado de la batería de bajo voltaje E_0 al lado de alto voltaje E_H . En este modo de operación, con E_0 mayor que E_L , el convertidor actúa como recortador elevador (amplificador).

Por consiguiente, el sistema de conmutación mecánico de la figura 21.63a puede transferir potencia de cd en ambas direcciones (del lado de alto voltaje al lado de bajo voltaje y viceversa). De nuevo, como la corriente puede invertirse mientras la polaridad de E_L permanece igual, este convertidor reductor/elevador opera en dos cuadrantes.

Examinemos con más detalle el comportamiento del convertidor, por medio de un ejemplo.

Ejemplo 21-13

Se dan los siguientes datos sobre un convertidor reductor/elevador (Fig. 21.65):

$$E_H = 100 \text{ V} \quad E_0 = 30 \text{ V} \quad R = 2 \Omega \quad L = 10 \text{ mH}$$

Frecuencia de conmutación = 20 kHz con un ciclo de trabajo D de 0.2 para S1.

Determine lo siguiente:

- El valor y la dirección de la corriente directa I_L
- La fluctuación o rizo de pico a pico superpuesta en la corriente directa

Solución

De acuerdo con la figura 21.65, el valor de $E_L = DE_H = 0.2 \times 100 \text{ V} = 20 \text{ V}$.

Como el voltaje de la batería es mayor que E_L , fluye corriente I_L hacia afuera de la terminal 5 y hacia la terminal 1. Su valor promedio es

$$I_L = (30 \text{ V} - 20 \text{ V})/2 \Omega = 5 \text{ A}$$

La duración de un ciclo es

$$T = 1/f = 1/20\,000 = 50 \mu\text{s}$$

Por lo tanto, S1 se cierra durante un tiempo $T_a = 0.2 \times 50 \mu\text{s} = 10 \mu\text{s}$ y S2 se cierra durante 40 μs .

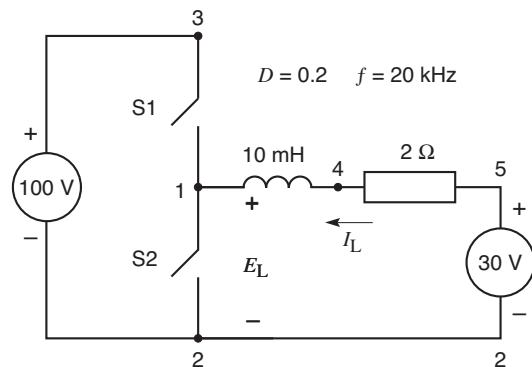


Figura 21.65
Circuito del ejemplo 21-13.

Para determinar la fluctuación o rizo de pico a pico, examinemos la situación en que S2 está cerrado (Fig. 21.66). Suponiendo que la corriente i es momentáneamente igual a su valor de cd de 5 A, el voltaje E_{41} a través del inductor es igual al voltaje de la batería menos la caída IR en el resistor: $30 \text{ V} - 5 \text{ A} \times 2 \Omega = 20 \text{ V}$. Sabiendo que I_L está fluyendo hacia la terminal 4 y que la terminal 4 es (+) con respecto a la terminal 1, deducimos que I_L debe estar incrementándose. El inductor acumula volt-segundos y durante los 40 μs que S2 está cerrado, la "carga" magnética totaliza $20 \text{ V} \times 40 \mu\text{s} = 800 \text{ V}\cdot\mu\text{s}$. Por consiguiente, la corriente se incrementa en una cantidad $\Delta I = 800 \text{ V}\cdot\mu\text{s}/10 \text{ mH} = 0.08 \text{ A}$.

Veamos ahora lo que sucede cuando S1 está cerrado y de nuevo i es momentáneamente de 5 A (Fig.

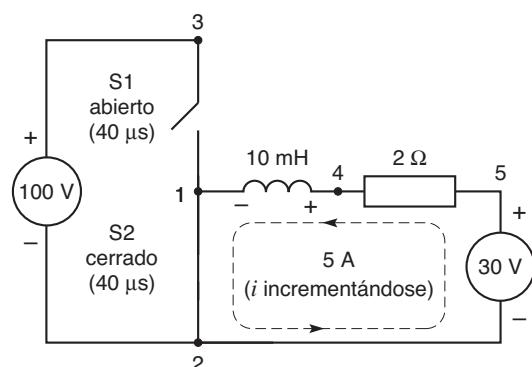


Figura 21.66
Vea el ejemplo 21-13.

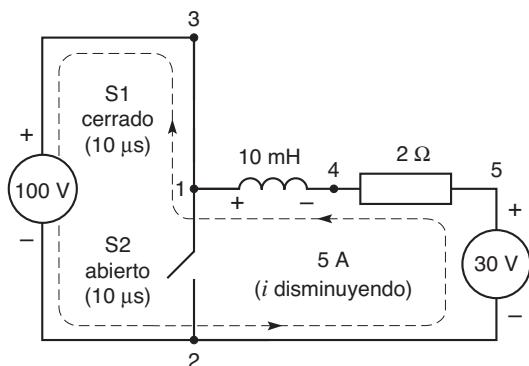


Figura 21.67
Vea el ejemplo 21-13.

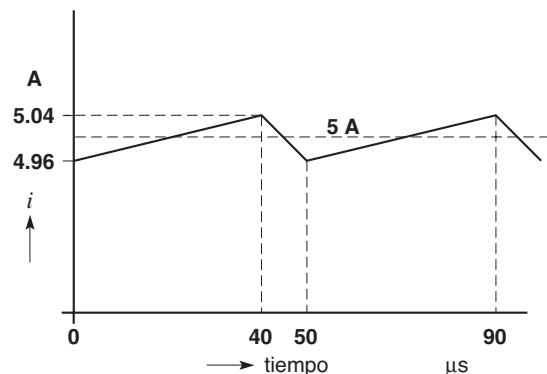


Figura 21.68
Vea el ejemplo 21-13.

21.67). Ahora el voltaje a través del inductor es de 100 V – (30 – 10) V = 80 V, pero la terminal 4 es *negativa* con respecto a la terminal 1. Por consiguiente, la corriente i está disminuyendo. Los volt-segundos descargados durante el intervalo de 10 μ s son $80 \text{ V} \times 10 \mu\text{s} = 800 \text{ V}\cdot\mu\text{s}$. El cambio en la corriente es $\Delta I = 800 \text{ V}\cdot\mu\text{s} / 10 \text{ mH} = 0.08 \text{ A}$.

Observamos que la disminución de la corriente cuando S1 está cerrado es igual al incremento previo cuando S1 estaba abierto. Por consiguiente, la fluctuación de pico a pico es de 0.08 A. La corriente directa fluctúa entre 5.04 A y 4.96 A (Fig. 21.68). La potencia de corriente directa fluye de la batería de bajo voltaje hacia la fuente de alto voltaje. Se dice que el convertidor funciona en modo elevador.

Observe que si el ciclo de trabajo se elevara a 0.45, el valor de E_L se incrementaría a $100 \times 0.45 =$

45 V. La corriente que fluye hacia la batería se invertiría y su valor sería

$$(45 \text{ V} - 30 \text{ V}) / 2 \Omega = 7.5 \text{ A}$$

Ahora la potencia de corriente directa fluye de la fuente de 100 V hacia la batería y hace que ésta se cargue. En estas condiciones, se dice que el convertidor opera en el modo reductor. Por lo tanto, la transición de elevador a reductor se puede realizar fácilmente con sólo variar el ciclo de trabajo. Podemos considerar que la figura 21.65 es el equivalente mecánico de un recortador reductor/elevador.

21.41 Convertidor electrónico de dos cuadrantes

Las figuras 21.66 y 21.67 muestran la dirección del flujo de corriente en el caso de un convertidor elevador. Si el convertidor operara en el modo reductor, las corrientes seguirían las mismas trayectorias en la dirección opuesta. Con interruptores mecánicos esto no representa un problema porque pueden conducir corrientes en ambas direcciones. Pero en el mundo real utilizamos interruptores electrónicos, los que inherentemente conducen corriente en una sola dirección. Por consiguiente, para obtener bidireccionalidad, los diodos se tienen que poner en antiparalelo con los respectivos interruptores de semiconductor Q1 y Q2 (Fig. 21.69). Los contactos del interruptor se muestran con una punta de flecha para indicar la dirección permitida del flujo de corriente. Por ejemplo, cuando fluye corriente hacia la terminal 1, puede continuar hacia la terminal 2 vía el diodo D1 o vía el diodo Q2, siempre que Q2 esté cerrado.

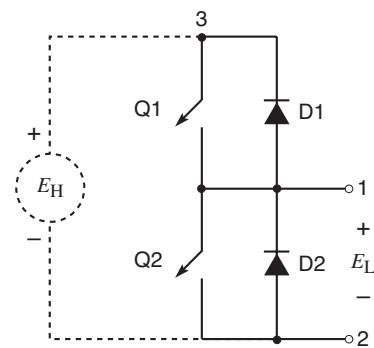


Figura 21.69
Convertidor electrónico de dos cuadrantes.

Del mismo modo, si la corriente sale de la terminal 1, puede tomar la trayectoria a través del diodo D2 o la trayectoria a través de Q1 y E_H , siempre que Q1 esté cerrado.

En esta figura, Q1 y D1 funcionan del mismo modo que el interruptor mecánico S1. Asimismo, Q2 y D2 funcionan del mismo modo que el interruptor mecánico S2. Así, la figura 21.69 representa la esencia de un convertidor electrónico de dos cuadrantes. Si se aplica un voltaje de cd E_H entre las terminales 3 y 2, el convertidor genera un voltaje de cd E_L entre las terminales 1 y 2 y la relación es de nuevo $E_L = DE_H$, donde D es el ciclo de trabajo de Q1.

Es importante señalar que Q1 y Q2 no pueden ser cerrados al mismo tiempo, pues resultaría un cortocircuito a través de la fuente E_H . Por lo tanto, durante un breve periodo, llamado *tiempo muerto*, ambos interruptores deben estar abiertos. La corriente es conducida por uno de los dos diodos durante este instante.

Se puede hacer que fluya potencia del lado de mayor voltaje al lado de menor voltaje o viceversa. La potencia transportada en una dirección o la otra depende de los voltajes respectivos y del ciclo de trabajo. El convertidor de dos cuadrantes de la figura 21.69 es el elemento fundamental para la mayoría de los convertidores en modo de interruptor.

21.42 Convertidor de cd a cd en cuatro cuadrantes

El convertidor de dos cuadrantes que hemos estudiado sólo puede ser utilizado con una carga cuyo voltaje tenga una polaridad específica. Por lo tanto, en la figura 21.69, dada la polaridad de E_H , la terminal 1 sólo puede ser (+) con respecto a la terminal 2. Podemos superar esta limitación mediante un *convertidor de 4 cuadrantes*, el cual consiste en dos convertidores idénticos de 2 cuadrantes dispuestos como se muestra en la figura 21.70. Los interruptores Q1, Q2 en el brazo convertidor A se abren y cierran alternadamente, como lo hacen los interruptores Q3, Q4 en el brazo convertidor B. La secuencia de commutación f_c (suponiendo que es de 100 kHz) es la misma para ambos. La secuencia de commutación es tal que Q1 y Q4 se abren y cierran al mismo tiempo, al igual que Q2 y Q3. Por consiguiente, si el ciclo de trabajo para Q1 es D , también lo será para Q4. Así, el ciclo de trabajo para Q2 y Q3 es $(1 - D)$.

El voltaje de cd E_A que aparece entre las terminales A, 2 está dado por

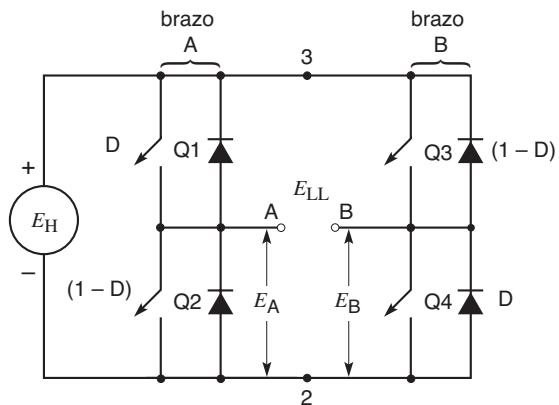


Figura 21.70

Convertidor de cd a cd de cuatro cuadrantes.

$$E_A = DE_H$$

El voltaje de cd E_B entre las terminales B, 2 es

$$E_B = (1 - D)E_H$$

El voltaje de cd E_{LL} entre las terminales A y B es la diferencia entre E_A y E_B :

$$\begin{aligned} E_{LL} &= E_A - E_B \\ &= DE_H - (1 - D)E_H \end{aligned}$$

por lo tanto

$$E_{LL} = E_H (2D - 1) \quad (21.24)$$

La ecuación 21.24 indica que el voltaje de cd es cero cuando $D = 0.5$. Además, el voltaje cambia linealmente con D y llega a ser $+E_H$ cuando $D = 1$ y $-E_H$ cuando $D = 0$. Por consiguiente, la polaridad del voltaje de salida puede ser positivo o negativo. Además, si se conecta un dispositivo entre las terminales A, B, la dirección del flujo de corriente directa puede ser de A a B o de B a A. En consecuencia, el convertidor de la figura 21.70 puede funcionar en los cuatro cuadrantes.

Los voltajes instantáneos E_{A2} y E_{B2} oscilan rápidamente entre cero y $+E_H$. La figura 21.71 muestra las formas de onda respectivas cuando $D = 0.5$. Asimismo, la figura 21.72 muestra las formas de onda cuando $D = 0.8$. Observe que el voltaje instantáneo E_{AB} entre las terminales de salida A, B oscila entre $+E_H$ y $-E_H$. En la práctica, los componentes alternos de alta frecuencia que aparecen entre las terminales A, B son

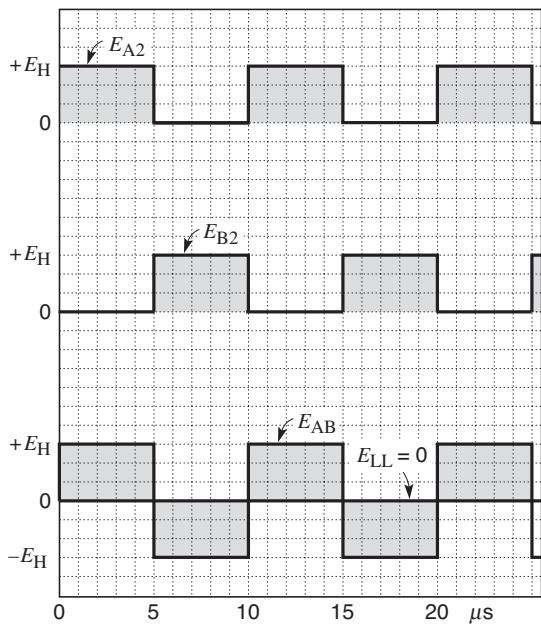


Figura 21.71
Salida de voltaje cuando $D = 0.5$. El voltaje promedio es cero. El periodo de un ciclo es de 10 microsegundos.

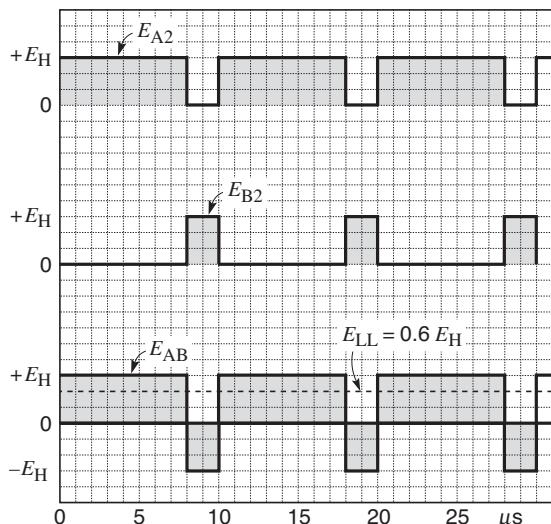


Figura 21.72
Salida de voltaje cuando $D = 0.8$. El voltaje promedio E_{LL} es de $0.6 E_H$.

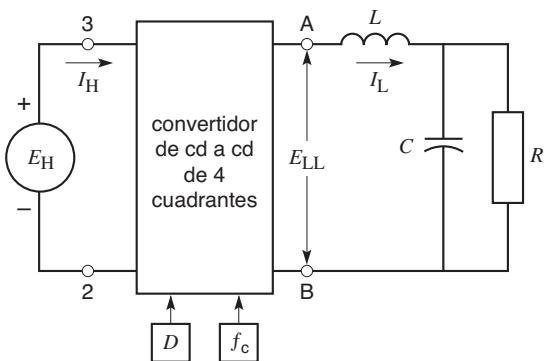


Figura 21.73
Convertidor de cd a cd de cuatro cuadrantes que alimenta una carga pasiva de cd R .

filtrados. Por consiguiente, sólo el componente de cd E_{LL} permanece como la fuerza electromotriz activa de mando a través del dispositivo externo conectado a las terminales A, B.

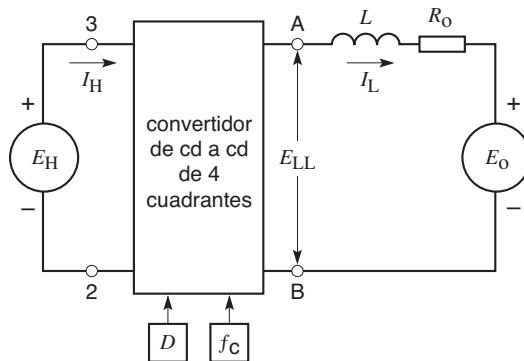
Considere, por ejemplo, el diagrama de bloques de un convertidor que alimenta potencia de cd a una carga pasiva R (Fig. 21.73). La potencia es provista por una fuente E_H . Como hemos visto, la magnitud y polaridad de E_{LL} pueden ser variadas cambiando el ciclo de trabajo D . Se supone que la frecuencia de conmutación f_c de varios kilohertz es constante. El inductor L y el capacitor C actúan como filtros para que las fluctuaciones de la corriente directa que fluye en la resistencia tengan una fluctuación mínima. Como la frecuencia de conmutación es alta, la inductancia y la capacitancia pueden ser pequeñas, por lo que son componentes de filtro económicos.

Las corrientes y los voltajes de cd están relacionados por la ecuación de equilibrio de potencia $E_H I_H = E_{LL} I_L$. Omitimos las pérdidas de conmutación y la pequeña potencia de control asociada con las señales de entrada D y f_c .

La figura 21.74 muestra el convertidor conectado a un dispositivo activo E_0 , el cual podría ser una fuente o una carga. Si se requiere, la polaridad de E_0 podría ser inversa a la mostrada.

En todas estas aplicaciones podemos hacer que fluya potencia de E_H a E_0 , o viceversa, con sólo ajustar el ciclo de trabajo D . Como vemos, este convertidor de cd a cd de cuatro cuadrantes es un dispositivo sumamente versátil.

El inductor L es una parte muy importante del convertidor. Por sí solo puede absorber energía a un nivel

**Figura 21.74**

Convertidor de cd a cd de cuatro cuadrantes que alimenta una fuente de cd activa/dispador E_0 .

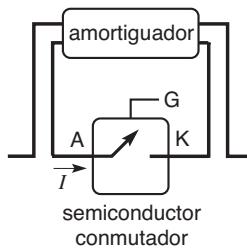
de voltaje (alto o bajo) y liberarla a otro nivel de voltaje (bajo o alto). Realiza esta acción automáticamente, en respuesta a los interruptores electrónicos y su ciclo de trabajo.

21.43 Pérdidas por conmutación

Todos los interruptores de semiconductor (o válvulas), como GTOs, MOSFETs e IGBTs, tienen pérdidas que afectan su aumento de temperatura y eficiencia de conmutación. Todos los interruptores funcionan esencialmente de la misma manera, pero para enfocar nuestro análisis supondremos que el dispositivo de conmutación es un GTO. La operación de conmutación implica cuatro intervalos breves:

1. *Tiempo para activación T_1* : La corriente en el GTO se incrementa rápidamente mientras que el voltaje a través de él disminuye con rapidez.
2. *Tiempo en estado activo T_2* : La corriente ha alcanzado un valor estable I_T y el voltaje V_T a través del GTO es de 2 a 3 volts.
3. *Tiempo de desactivación T_3* : La corriente en el GTO disminuye rápidamente mientras que el voltaje a través de él se incrementa con rapidez.
4. *Tiempo en estado inactivo T_4* : La corriente en el GTO es cero mientras que el voltaje directo es relativamente alto.

La suma de $T_1 + T_2 + T_3 + T_4$ es igual al periodo T de un ciclo, el que, a su vez, es igual a $1/f_c$, donde f_c es la frecuencia de conmutación.



$$\begin{aligned}T_1 &= \text{tiempo para activación} \\T_2 &= \text{tiempo en estado activo} \\T_3 &= \text{tiempo para desactivación} \\T_4 &= \text{tiempo en estado inactivo} \\D &= \text{ciclo de trabajo} = \frac{T_2}{T}\end{aligned}$$

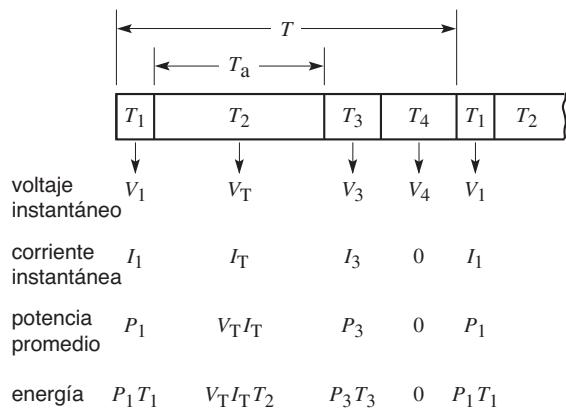
Figura 21.75a
Semiciconductor comutador y amortiguador.

Durante cada intervalo la potencia instantánea disipada en el GTO es igual al producto del voltaje instantáneo a través de él por la corriente instantánea que fluye a través de él. Sin embargo, nos interesa principalmente la pérdida de potencia *promedio* durante un ciclo porque determina el aumento de la temperatura del GTO. La potencia *promedio* es igual a la energía disipada en el GTO durante un ciclo completo dividido entre T .

Sucede entonces que el voltaje a través del GTO es grande durante los períodos de activación y desactivación, y es mucho más grande que la caída de voltaje de 2 a 3 volts durante el estado activo. Como resultado, la pérdida de potencia instantánea durante estos intervalos puede ser muy alta.

La figura 21.75a muestra un GTO con su ánodo, catodo y compuerta. Además del circuito que está siendo conmutado (no se muestra), un *amortiguador* está conectado al GTO. Un amortiguador es un circuito auxiliar que consta de los componentes R , L , C (casi siempre incluyendo dispositivos semiconductores) que controlan la magnitud y la tasa de aumento del voltaje E_{AK} del ánodo así como la corriente I del ánodo. El propósito de un amortiguador es auxiliar a la conmutación y reducir las pérdidas en el GTO.

La figura 21.75b indica el voltaje, la corriente, la potencia y la energía asociados con cada uno de los cuatro intervalos de la operación de conmutación. Por ejemplo, durante la etapa T_1 el voltaje instantáneo a través del GTO es V_1 , la corriente instantánea es I_1 y la potencia promedio disipada es P_1 . Por consiguiente, la energía disipada durante esta etapa es $P_1 T_1$ joules. Por otra parte, la energía disipada durante el intervalo T_4 es cero porque la corriente es nula.

**Figura 21.75b**

Cuatro etapas de una operación de conmutación con un GTO.

Por lo tanto, la energía total disipada en forma de calor durante un ciclo es

$$\text{energía} = P_1 T_1 + V_T I_T T_2 + P_3 T_3 \quad (21.25)$$

El tiempo en estado activo T_a antes mencionado es igual a T_2 . También está relacionado con T mediante la expresión $T_a = DT$, donde D es el ciclo de trabajo. Por consiguiente, podemos escribir

$$T_2 = DT$$

Sustituyendo en la ecuación 21.25, obtenemos

$$\text{energía disipada} = P_1 T_1 + V_T I_T DT + P_3 T_3 \quad (21.26)$$

La potencia total disipada en el GTO es esta energía dividida entre T

$$\text{pérdida de potencia} = \frac{P_1 T_1 + V_T I_T DT + P_3 T_3}{T}$$

Reconociendo que $T = 1/f_c$, obtenemos

$$\text{pérdida de potencia} = P_1 T_1 f_c + V_T I_T D + P_3 T_3 f_c \quad (21.27)$$

La ecuación 21.27 revela los factores que determinan la potencia disipada en el GTO y su aumento de temperatura consiguiente. Podemos ver que la disipación se incrementa con la frecuencia de conmutación f_c y el ciclo de trabajo D . La ecuación también indica que se puede reducir la disipación si los tiempos de activación y desactivación son más cortos. Ésa es una de las ventajas ofrecidas por MOSFETs e IGBTs, cuyos breves tiempos de activación y desactivación (T_1 y T_3) les

permite operar a frecuencias de conmutación mucho más altas que los GTOs.

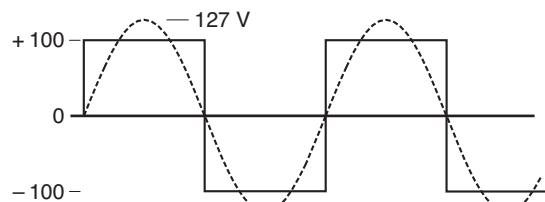
Además de las pérdidas en el ánodo-cátodo, no se deben pasar por alto las pérdidas (aunque mucho más pequeñas) asociadas con los voltajes y corrientes de compuerta. No se abordan aquí.

CONVERTIDORES DE CONMUTACIÓN DE CD A CA

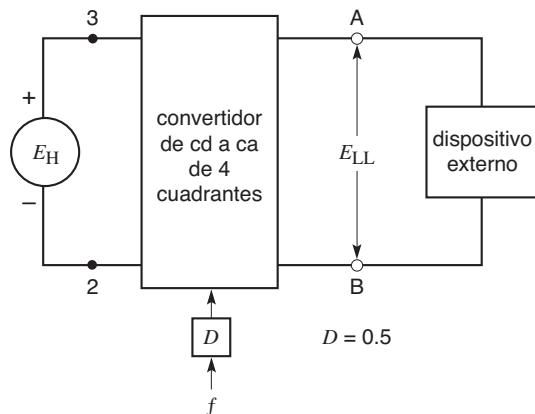
Hemos estudiado los convertidores de conmutación de cd a cd de 2 y 4 cuadrantes. En esta sección examinaremos el mismo convertidor de 4 cuadrantes como convertidor de cd a ca.

21.44 Convertidor de onda rectangular de cd a ca

Regresando al convertidor de 4 cuadrantes mostrado en las figuras 21.70 y 21.71, vemos que cuando el ciclo de trabajo D tiene un valor de 0.5, el voltaje de salida de cd E_{LL} es cero. Sin embargo, el valor instantáneo de E_{LL} oscila simétricamente entre $+E_H$ y $-E_H$ a un ritmo determinado por la frecuencia de conmutación. Por consiguiente, cuando D está fijo en 0.5, el convertidor puede transformar el voltaje de cd E_H en un voltaje de ca rectangular. La onda rectangular puede de tener cualquier frecuencia, que varía desde unos cuantos ciclos por hora hasta varios cientos de kilohertz. Si el voltaje de suministro de cd es de 100 V, el E_{LL} de salida oscila entre $+100$ V y -100 V (Fig. 21.76a). La onda contiene un componente sinusoidal fundamental cuya amplitud pico es de $1.27 E_H$. Por lo tanto, el valor efectivo del fundamental es $1.27 E_H/\sqrt{2} = 0.90 E_H$. Si se conecta un dispositivo externo a las terminales A, B (Fig. 21.76b), fluye potencia del lado de cd al lado de ca y viceversa.

**Figura 21.76a**

La onda cuadrada contiene un componente sinusoidal fundamental.

**Figura 21.76b**

Convertidor comutador de cd a ca monofásico en el cual $D = 0.5$ y se puede variar f .

Aunque se puede variar la frecuencia dentro de un amplio rango, este convertidor de onda rectangular puede generar sólo una salida que fluctúa entre $+E_H$ y $-E_H$. Además, los armónicos 3o, 5o y 7o de la onda son algo grandes y pueden no ser convenientes.

21.45 Convertidor de cd a ca con modulación de ancho de pulso

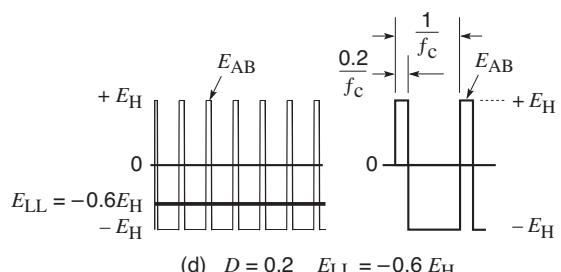
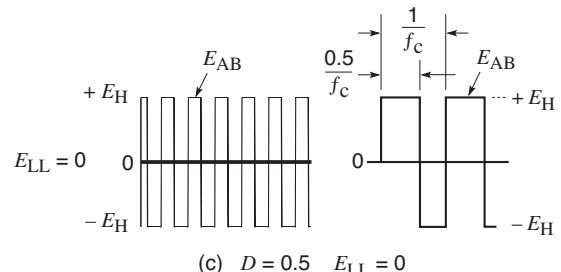
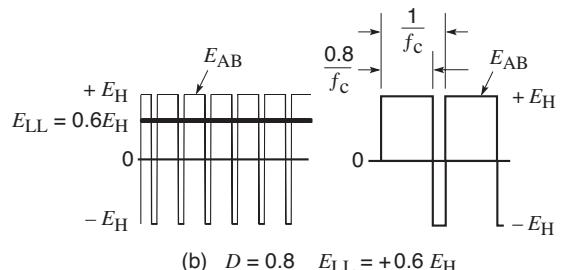
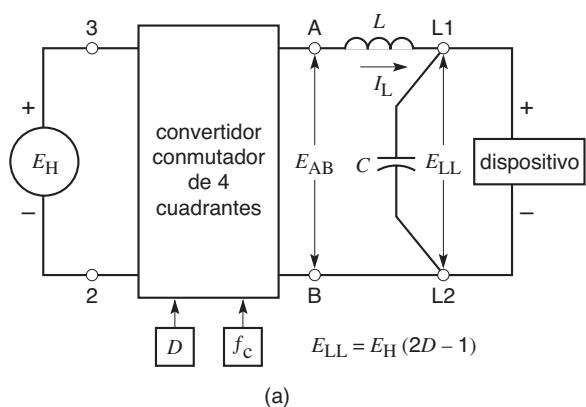
Cuando estudiamos el convertidor de cd a cd de 4 cuadrantes, descubrimos que produce un voltaje de salida promedio dado por

$$E_{LL} = E_H (2D - 1) \quad (21.24)$$

Considere el convertidor de cd a cd de 4 cuadrantes de la figura 21.77a, el cual está operando a una frecuencia de conmutación constante f_c de varios kilohertz. Por razones que veremos más adelante, se llama *frecuencia portadora*. Suponga que el ciclo de trabajo se ajusta a 0.8. Por consiguiente, el valor promedio de E_{LL} es,

$$E_{LL} = E_H (2 \times 0.8 - 1) = 0.6 E_H$$

Este valor de cd promedio se encuentra oculto en el voltaje de salida E_0 , que fluctúa continuamente entre $+E_H$ y $-E_H$ (Fig. 21.77b). Sin embargo, utilizando un pequeño filtro entre las terminales L1 y L2 es posible eliminar el componente de alta frecuencia f_c y obtener así el voltaje de cd deseado a través de las terminales de salida. Observe que los pulsos de voltaje positivos

**Figura 21.77**

Convertidor comutador de cd a ca de cuatro cuadrantes que utiliza una frecuencia portadora f_c y tres valores de D fijos.

permanecen activos durante un periodo considerablemente más largo que los pulsos negativos.

Si D se ajusta a 0.5, el voltaje de salida promedio E_{LL} llega a ser cero, oculto de nuevo dentro del voltaje de ca E_0 fluctuante (Fig. 21.77c). Observe que la duración de los pulsos de voltaje positivos ahora es igual a la de los negativos.

En seguida, si $D = 0.2$, encontramos que el valor promedio de E_{LL} es de $-0.6 E_H$; esta condición se ve en la figura 21.77d. La duración de los pulsos de voltaje positivos ahora es menor que la de los negativos y por eso la salida (cd) promedio es negativa.

Suponga ahora que D es variado periódicamente y cambia repentinamente entre $D = 0.8$ y $D = 0.2$ a una frecuencia f que es mucho más baja que la frecuencia portadora f_c (Fig. 21.78). Como resultado, el voltaje de salida E_{LL} fluctuará continuamente entre $+0.6 E_H$ y $-0.6 E_H$. Por lo tanto, el voltaje de salida filtrado entre las terminales L1, L2 es una onda rectangular de frecuencia f .

La gran ventaja sobre la onda rectangular de la figura 21.76a es que la *magnitud* de E_{LL} , así como su frecuencia f , pueden ser controladas a voluntad. Por ejemplo, si $E_H = 100$ V y el ciclo de trabajo se cambia de $D = 0.65$ a $D = 0.35$ a una frecuencia de 73 Hz, la onda rectangular resultante fluctuará entre $+30$ V y -30 V a una frecuencia de 73 Hz.

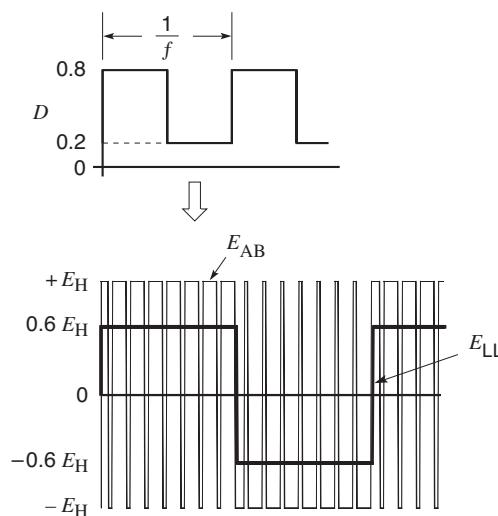


Figura 21.78

Control de frecuencia y amplitud variando D .

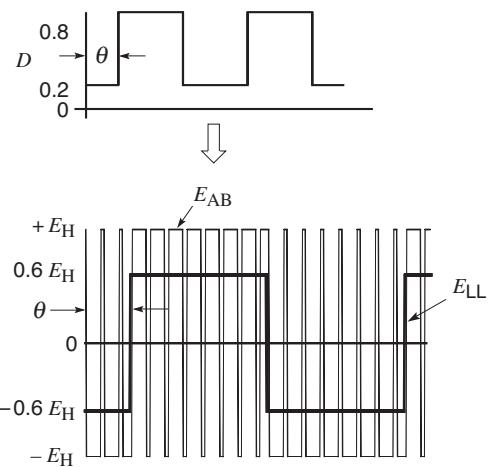


Figura 21.79

Control de frecuencia, amplitud y fase variando D .

El único requerimiento es que la frecuencia portadora f_c sea por lo menos diez veces la frecuencia de salida f deseada.

La figura 21.79 da el mismo resultado que la figura 21.78, excepto que el voltaje rectangular fue desplazado a la derecha un ángulo de θ grados. El desplazamiento de fase se logra con sólo retrasar la señal del ciclo de trabajo.

Considere ahora la figura 21.80, donde el ciclo de trabajo es variado *gradualmente* entre 0.8 y 0.2, siguiendo un patrón triangular. Esto hace que el voltaje de salida filtrado E_{LL} varíe entre $+0.6 E_H$ y $-0.6 E_H$,

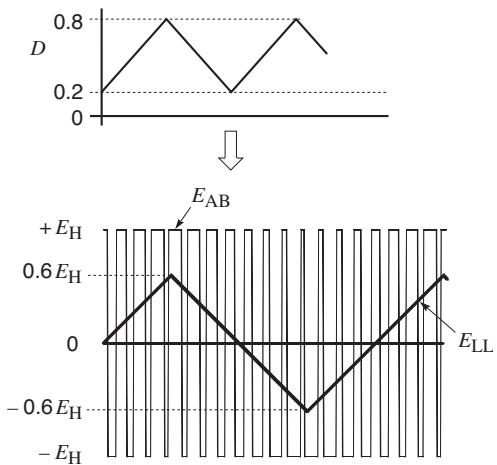


Figura 21.80

Control de forma de onda variando D .

por lo que reproduce fielmente la onda triangular. Obviamente, el convertidor de 4 cuadrantes es un dispositivo versátil porque puede generar un voltaje de salida de ca de casi cualquier forma. La frecuencia, el ángulo de fase, la amplitud y la forma de onda se pueden ajustar como se requiera con sólo modificar el patrón del ciclo de trabajo. La variación de D hace que el ancho de los pulsos varíe y podemos ver este cambio de ancho examinando con cuidado los pulsos de las figuras 21.77 a 21.80. El proceso mediante el cual se crean estas formas de onda se llama *modulación por ancho de pulso* (PWM, por sus siglas en inglés).

Otra propiedad importante del convertidor es que la potencia puede fluir del lado de cd al lado de ca y viceversa en todas las condiciones. La razón es que sin importar cuál sea la polaridad del voltaje de salida, la corriente siempre fluye en una dirección o en la otra. Además, la impedancia de salida de ca es muy baja porque las terminales A, B están efectivamente conectadas a la fuente de cd E_H , la que en sí misma tiene una impedancia interna muy baja.

21.46 Convertidor de onda seno de cd a ca

Para determinar el patrón del ciclo de trabajo que genere un voltaje de salida deseado, considere la figura 21.81, en la que $E_{LL(t)}$ es un voltaje que tiene una forma de onda y frecuencia arbitrarias. Aplicando la ecuación 21.24, podemos escribir

$$E_{LL(t)} = E_H (2 D_{(t)} - 1)$$

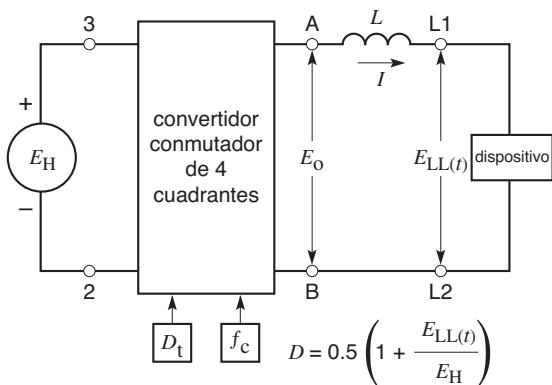


Figura 21.81

Convertidor comutador de cuatro cuadrantes que produce una forma de onda arbitraria $E_{LL(t)}$.

de la cual deducimos de inmediato que

$$D_{(t)} = 0.5 \left[1 + \frac{E_{LL(t)}}{E_H} \right] \quad (21.28)$$

Por consiguiente, conociendo E_H (cuyo valor es fijo) y conociendo el valor deseado de $E_{LL(t)}$ como una función del tiempo, podemos programar el patrón de $D_{(t)}$ como una función del tiempo. Por ejemplo, suponga que deseamos generar un voltaje de salida E dado por

$$E = E_m \operatorname{sen}(360 ft + \theta)$$

De acuerdo con la ecuación 21.28, $D_{(t)}$ está dado por

$$D_{(t)} = 0.5 \left[1 + \frac{E_m}{E_H} \operatorname{sen}(360 ft + \theta) \right] \quad (21.29)$$

La relación E_m/E_H se llama *relación de modulación por amplitud*, representada por el símbolo m . Por consiguiente, el patrón del ciclo de trabajo para generar una onda seno se puede expresar como

$$D_{(t)} = 0.5 [1 + m \operatorname{sen}(360 ft + \theta)] \quad (21.30)$$

En esta ecuación, f está en hertz, t en segundos y θ en grados.

La relación f_c/f se llama *relación de modulación por frecuencia*, representada por el símbolo m_f .

Ejemplo 21-14

Una fuente de cd de 200 V está conectada a un convertidor comutador de 4 cuadrantes que opera a una frecuencia portadora de 8 kHz. Se desea generar un voltaje sinusoidal con valor efectivo de 120 V a una frecuencia de 97 Hz y un ángulo de fase de 35° retrasado. Calcule el valor de la relación de modulación por amplitud y derive una expresión para el ciclo de trabajo.

Solución

El valor pico E_m del voltaje de salida es

$$E_m = 120\sqrt{2} = 170 \text{ V}$$

La relación de modulación por amplitud es

$$m = E_m/E_H = 170/200 = 0.85$$

La relación de modulación por frecuencia es

$$m_f = f_c/f = 8000/97 = 82.47$$

La expresión para D es

$$D_{(t)} = 0.5[1 + 0.85 \operatorname{sen}(360 \times 97 t + 35)] \quad (21.31)$$

21.47 Generación de una onda seno

Para entender mejor el proceso de conmutación mediante PWM, determinemos la secuencia de commutación para generar una onda seno entre las terminales A y B de la figura 21.70. He aquí las especificaciones

Voltaje de ca pico requerido: 100 V

Frecuencia requerida: 83.33 Hz

Frecuencia portadora: 1000 Hz

Voltaje de suministro de cd E_H : 200 V

El tipo de conmutación es estándar: Q1, Q4 se abren y cierran al mismo tiempo, al igual que Q2 y Q3 (vea la figura 21.70).

Razonamos como sigue:

Duración de un ciclo de la frecuencia fundamental de 83.33 Hz deseada

$$T = 1/f = 1/83.33 = 0.012 \text{ s} = 12000 \mu\text{s}$$

Este periodo corresponde a 360 grados eléctricos.

Periodo de la frecuencia portadora

$$T_c = 1/f_c = 1/1000 \text{ s} = 1 \text{ ms} = 1000 \mu\text{s}$$

Número de ciclos portadores por ciclo fundamental = $12000 \mu\text{s}/1000 \mu\text{s} = 12$.

Intervalo angular (a frecuencia fundamental) cubierto por un periodo portador = $360^\circ/12 = 30^\circ$. En un ciclo del voltaje fundamental existen 12 de estos intervalos.

La figura 21.82 muestra el semicírculo positivo de la onda seno, con los intervalos de 30° designados A a G. El voltaje promedio para el intervalo A es cero. Por consiguiente, el ciclo de trabajo durante este intervalo es

$$D = 0.5 \left(1 + \frac{E_{LL(t)}}{E_H} \right) = 0.5 \left(1 + \frac{0}{200} \right) = 0.5$$

El voltaje promedio para el intervalo B es $100 \sin 30^\circ = 50$ V. Por lo tanto, el ciclo de trabajo durante este intervalo es

$$D = 0.5 \left(1 + \frac{E_{LL(t)}}{E_H} \right) = 0.5 \left(1 + \frac{50}{200} \right) = 0.625$$

El voltaje promedio para el intervalo C es $100 \sin 60^\circ = 86.6$ V. Por consiguiente, el ciclo de trabajo durante este intervalo es

$$D = 0.5 \left(1 + \frac{86.6}{200} \right) = 0.716.$$

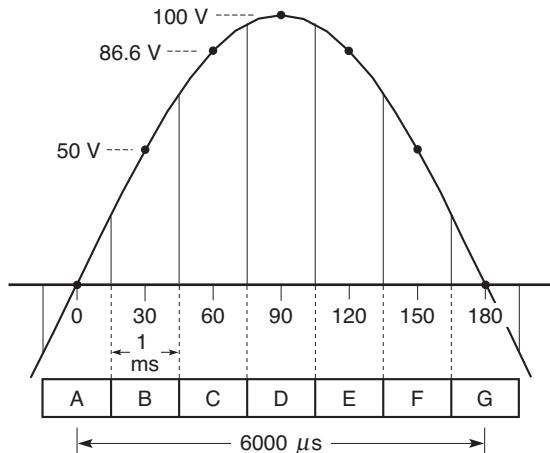


Figura 21.82

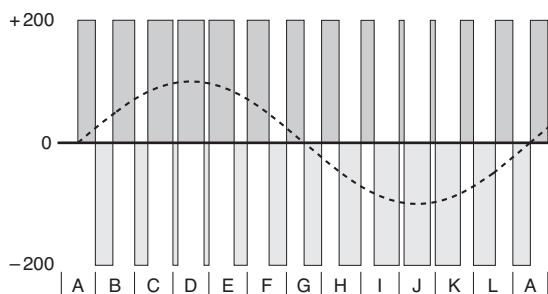
El semicírculo positivo del voltaje fundamental de 83.33 Hz comprende seis períodos portadores de 1 ms cada uno.

Procediendo de esta manera, calculamos el valor de D hasta que se alcanza el final de ciclo (360°). La tabla 21E organiza la información y lista los puntos de interés. Los intervalos H a L abarcan los valores negativos de la onda seno de 83.33 Hz.

Conociendo el ciclo de trabajo para cada intervalo, se puede determinar el tiempo correspondiente que Q1, Q4 están activos. Por ejemplo, en el intervalo B, deben estar cerrados durante $0.625 \times 1000 \mu\text{s} = 625$

TABLA 21E GENERACIÓN DE UNA ONDA SENO

ángulo [grad]	E_{AB} [V]	D	Q1, Q4 activos [μs]	Q2, Q3 activos [μs]	intervalo
0	0	0.5	500	500	A
30	50	0.625	625	375	B
60	86.6	0.716	716	284	C
90	100	0.75	750	250	D
120	86.6	0.716	716	284	E
150	50	0.625	625	375	F
180	0	0.5	500	500	G
210	-50	0.375	375	625	H
240	-86.6	0.284	284	716	I
270	-100	0.250	250	750	J
300	-86.6	0.284	284	716	K
330	-50	0.375	375	625	L
360	0	0.5	500	500	M

**Figura 21.83**

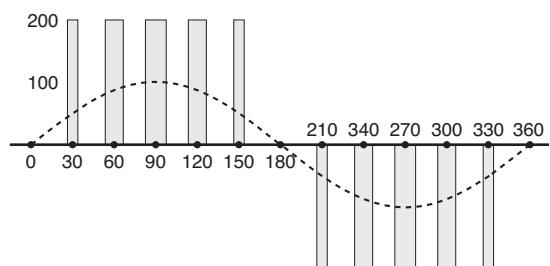
Los pulsos (+) y (-) alternativos contienen el componente sinusoidal.

μs . Por lo tanto, Q2, Q3 deben estar cerrados durante la parte restante del intervalo, es decir $1000 - 625 = 375 \mu\text{s}$. Observe que cuando Q1, Q4 están cerrados, E_{AB} es momentáneamente positivo, y cuando Q2, Q3 están cerrados, E_{AB} es momentáneamente negativo. Por lo tanto, durante el intervalo B, E_{AB} es de +200 V durante $625 \mu\text{s}$ y de -200 V durante $375 \mu\text{s}$. La figura 21.83 muestra estos pulsos (+) y (-).

Vemos que aunque el periodo portador es fijo (= $1000 \mu\text{s}$), los anchos de pulso activo/inactivo cambian continuamente. Por ello este tipo de conmutación se llama *modulación por ancho de pulso* o PWM. Los pulsos en la figura 21.83 oscilan constantemente entre valores positivos y negativos. Este tipo de conmutación se conoce como PWM bipolar.

Vale la pena señalar que durante cada intervalo de conmutación (A, B, C, etc.), el área del pulso positivo de 200 V menos el área del pulso negativo de 200 V es igual al área de volt-segundos del segmento sinusoidal durante ese intervalo. Por lo tanto, el área bajo la parte positiva de la onda seno (punteada en la figura 21.83) es igual a la suma de las áreas de los siete pulsos positivos menos las áreas de los seis pulsos negativos. Las mismas observaciones aplican al semicírculo negativo.

La figura 21.84 muestra otro patrón de conmutación que contiene el mismo voltaje sinusoidal. Sin embargo, todos los pulsos son positivos durante el semicírculo positivo y negativos durante el semicírculo negativo. De nuevo, en este caso la suma de las áreas de los cinco pulsos positivos incluidos en el intervalo de 180° es igual al área de la onda seno punteada

**Figura 21.84**

Los pulsos (+) y (-) secuenciales que contienen los componentes sinusoidales.

durante ese intervalo. Este tipo de conmutación se conoce como PWM unipolar.

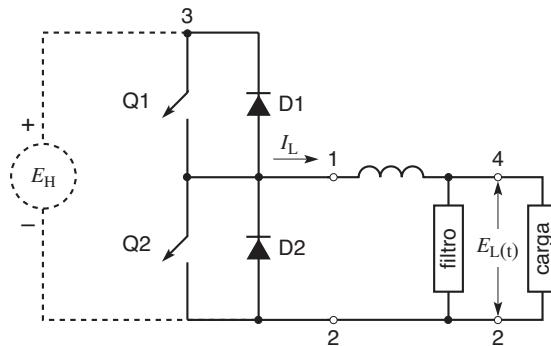
Existen muchas otras formas de programar la secuencia de conmutación, pero no las estudiaremos aquí. En muchos casos la secuencia de conmutación es controlada por computadora. En el método simple utilizado anteriormente, la intención es demostrar el principio fundamental en el que se basa la modulación por ancho de pulso.

El voltaje sinusoidal oculto en el tren de pulsos aparece muy distorsionado en las figuras 21.83 y 21.84. Sin embargo, cuando se filtre la frecuencia portadora de 1000 Hz, el voltaje resultante será muy sinusoidal. De hecho, los armónicos más bajos están agrupados en torno a la frecuencia de 1000 Hz, la cual es 12 veces la frecuencia fundamental de 83.33 Hz.

Una frecuencia portadora más alta produciría una mejor forma de onda porque se podrían establecer más puntos a lo largo de las curvas sinusoidales y la filtración sería más fácil. Pero una frecuencia más alta incrementaría las pérdidas de potencia en los IGBTs que están siendo conmutados.

21.48 Creación del tren de pulsos PWM

Hemos visto que para convertir una forma de onda de voltaje deseada en forma PWM, la forma de onda se recorta en intervalos más pequeños. La duración de cada intervalo es igual al periodo T de la frecuencia portadora. En la sección anterior vimos cómo se puede de hacer eso mediante cálculos. En la práctica, se emplea un método ingenioso para crear los pulsos PWM.

**Figura 21.85**

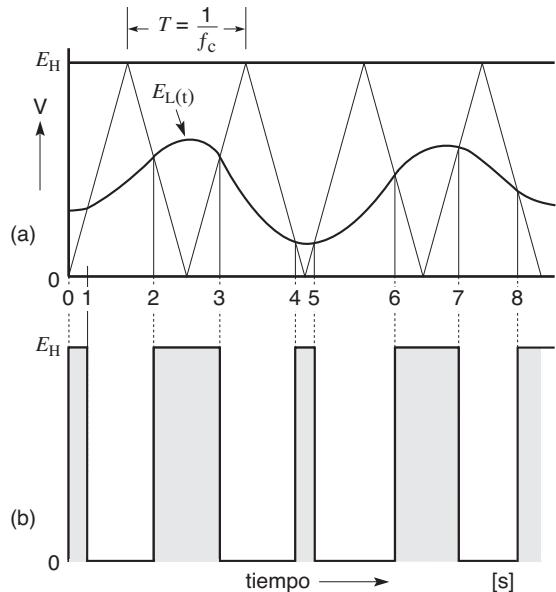
Recortador PWM de dos cuadrantes y su carga.
El filtro elimina el componente de frecuencia portadora indeseable.

Considere un brazo de un convertidor como aparece en la figura 21.85. Suponga que el voltaje $E_{L(t)}$ deseado tiene la forma ondulante mostrada en la figura 21.86a y que E_H es el voltaje de cd fijo a la entrada del convertidor.

Deseamos transformar la forma de onda $E_{L(t)}$ continua en una serie de pulsos que tengan una amplitud fija E_H , un periodo fijo T y un periodo de conducción T_a apropiado por cada pulso. Para obtener este resultado, primero trazamos una serie de triángulos isósceles de base T y altura E_H . Esté claro que los lados de los triángulos interseccarán la forma de onda $E_{L(t)}$ en varios puntos (Fig. 21.86a).

Luego se aplica la siguiente regla simple: la conducción T_a ocurre siempre que $E_{L(t)}$ queda sobre la onda triangular, y cesa siempre que $E_{L(t)}$ queda debajo. Por lo tanto, cuando ocurre la conducción, el voltaje de salida es $+E_H$ durante los intervalos 0-1, 2-3, 4-5, 6-7, y así sucesivamente. Cuando cesa la conducción, el voltaje es cero durante los intervalos restantes. El tren de pulsos resultante, mostrado en gris (Fig. 21.86b) contiene la señal original $E_{L(t)}$. Si se filtra la frecuencia portadora, la señal lisa original $E_{L(t)}$ aparecerá de inmediato a través de la carga.

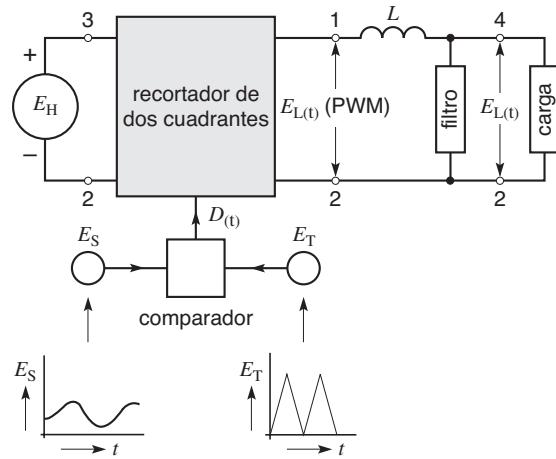
En la práctica, el periodo T es mucho más corto que el mostrado en la figura 21.86a. Una frecuencia portadora más alta mejora automáticamente la reproducción fiel de la señal original $E_{L(t)}$ que está oculta en el tren de pulsos PWM. Una frecuencia

**Figura 21.86**

- Transformación de un voltaje $E_{L(t)}$ deseado en una serie de pulsos PWM por medio de un recortador de dos cuadrantes.
- Forma modulada del ancho de pulso de la forma de onda $E_{L(t)}$ original.

portadora más alta también es más fácil de filtrar en una etapa posterior.

El método triangular de establecer los anchos de pulso sucesivos se puede adaptar de la siguiente manera. Una señal E_s que es un valor duplicado pero reducido del voltaje $E_{L(t)}$ deseado se aplica a un lado del comparador (Fig. 21.87). Al otro lado se le aplica una señal triangular reducida E_T . El comparador detecta los puntos de intersección de las dos señales y a partir de ahí produce la señal de control $D_{(t)}$ requerida. Esta señal se aplica a las compuertas de los dos interruptores en el interior del convertidor y produce el voltaje PWM recortado entre las terminales 1 y 2. Como siempre, se requiere una inductancia L para garantizar la operación apropiada del convertidor. Se conecta un filtro LC de alta frecuencia entre las terminales 4 y 2 para eliminar el componente portador. Como resultado, obtenemos el voltaje de salida $E_{L(t)}$ deseado a través de la carga.

**Figura 21.87**

Un comparador determina los puntos de intersección entre la versión miniatura E_S de la forma de onda $E_{L(t)}$ deseada y una forma de onda triangular, con lo cual se produce la señal de control $D_{(t)}$. La señal activa los interruptores en el recortador para generar la forma de onda PWM que contiene la salida $E_{L(t)}$ deseada.

21.49 Convertidor trifásico de cd a ca

Se pueden diseñar varios tipos de convertidores para transformar potencia de cd en potencia de ca trifásica. La figura 21.88a muestra un convertidor PWM trifásico que comprende tres recortadores conectados a una fuente de cd E_H .

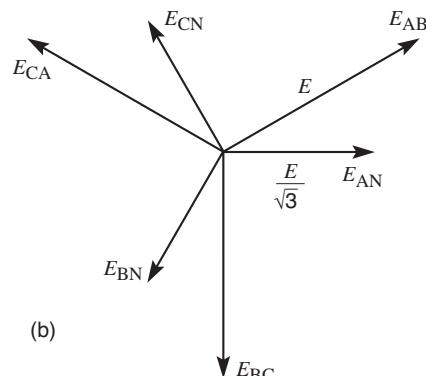
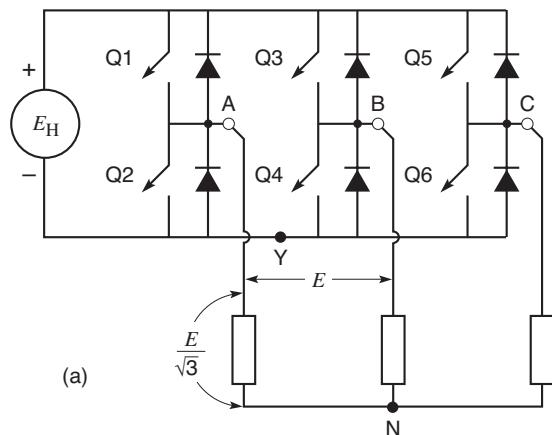
Los voltajes PWM E_{AY} , E_{BY} y E_{CY} entre las terminales A, B, C y el punto común Y están mutuamente desplazados en 120° . A continuación describiremos la programación y operación de este convertidor.

Suponga que deseamos producir un voltaje sinusoidal trifásico E entre las terminales A, B y C (Fig. 21.88a). Se deduce que los voltajes de línea a neutro (E_{AN} , E_{BN} , E_{CN}) a través de la carga tienen un valor efectivo igual a $E/\sqrt{3}$. Por lo tanto, el valor pico E_M de este voltaje de línea a neutro es $E_M = \sqrt{2}(E/\sqrt{3}) = 0.8165 E$. Como veremos, el valor de E_m no debe pasar de $E_H/2$; de lo contrario, el voltaje se distorsionará.

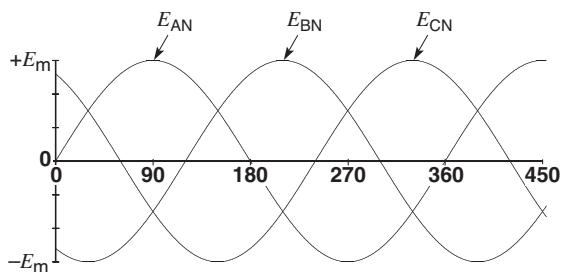
Los componentes fundamentales de los voltajes E_{AN} , E_{BN} y E_{CN} entre las terminales A, B, C y el neutro N son sinusoidales, como se muestra en la figura 21.89. Además, podemos comprobar que los componentes fundamentales E_{AY} , E_{BY} y E_{CY} son iguales que los componentes fundamentales E_{AN} , E_{BN} y E_{CN} .

Para crear el programa de conmutación PWM, utilizamos de nuevo un comparador y procedemos como sigue:

1. Las formas de onda fundamentales de línea a neutro deseadas de la figura 21.89 se reproducen

**Figura 21.88**

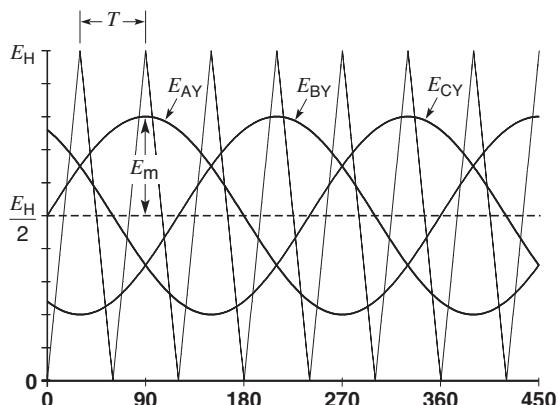
- a. Convertidor de cd trifásico que utiliza tres recortadores.
- b. Diagrama fasorial de los componentes de voltaje fundamentales.

**Figura 21.89**

Componentes fundamentales de los voltajes trifásicos de línea a neutro.

en la figura 21.90, donde se las hace oscilar en torno al voltaje mediano $E_H/2$. Observamos que la amplitud E_M no debe pasar de $E_H/2$; de lo contrario, los picos sinusoidales serán recortados en los niveles $+E_H$ y cero.

2. Se superpone una onda triangular sobre las formas de onda sinusoidales. La altura de los triángulos es E_H y su periodo es T , como se muestra en la figura 21.90.

**Figura 21.90**

Programación gráfica para generar voltajes PWM trifásicos. Los voltajes sinusoidales E_{AY} , E_{BY} y E_{CY} son la suma de los componentes fundamentales respectivos y el componente de cd $E_H/2$.

3. Para transformar los tres voltajes sinusoidales en tres voltajes PWM correspondientes, se aplican las siguientes reglas de conmutación a la figura 21.88:

- a. Q1 se cierra siempre que el nivel de E_{AY} se encuentra por encima de la onda triangular.
- b. Q3 se cierra siempre que el nivel de E_{BY} se encuentra por encima de la onda triangular.
- c. Q5 se cierra siempre que el nivel de E_{CY} se encuentra por encima de la onda triangular.

Como siempre, las dos válvulas de cada rama se abren y cierran alternadamente. Por ejemplo, cuando Q1 se cierra, Q2 se abre, y viceversa.

Entonces las tres ramas generan voltajes PWM idénticos, mutuamente desplazados 120°. Por ejemplo, las ramas A y B producen respectivamente los trenes de pulsos E_{AY} y E_{BY} (Figs. 21.91a y 21.91b). Cada uno de los trenes de pulsos contiene un componente de cd igual a $E_H/2$, además de los voltajes de línea a neutro sinusoidales respectivos cuya amplitud es E_m .

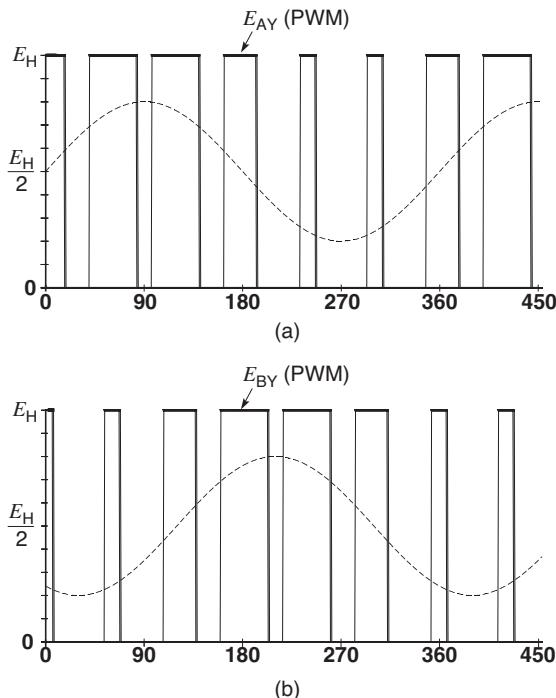
El voltaje entre las terminales A y B (Fig. 21.88) está dado por $E_{AB} = E_{AY} + E_{BY} = E_{AY} - E_{BY}$. Así pues, el voltaje de línea a línea E_{AB} es igual a la diferencia entre los pulsos mostrados en las figuras 21.91a y 21.91b. Por lo tanto, el componente de cd se elimina y de este modo el voltaje PWM entre las líneas A y B es estrictamente de ca (Fig. 21.92a). Las mismas observaciones son pertinentes para el voltaje PWM entre las terminales B y C (Fig. 21.92b).

El neutro N de la carga es un neutro flotante. Podemos comprobar que los voltajes *instantáneos* entre las líneas A, B, C respectivas y el neutro N están dados por las expresiones:

$$E_{AN} = \frac{1}{3}(E_{AB} + E_{AC}) \quad (21.30a)$$

$$E_{BN} = \frac{1}{3}(E_{BA} + E_{BC}) \quad (21.30b)$$

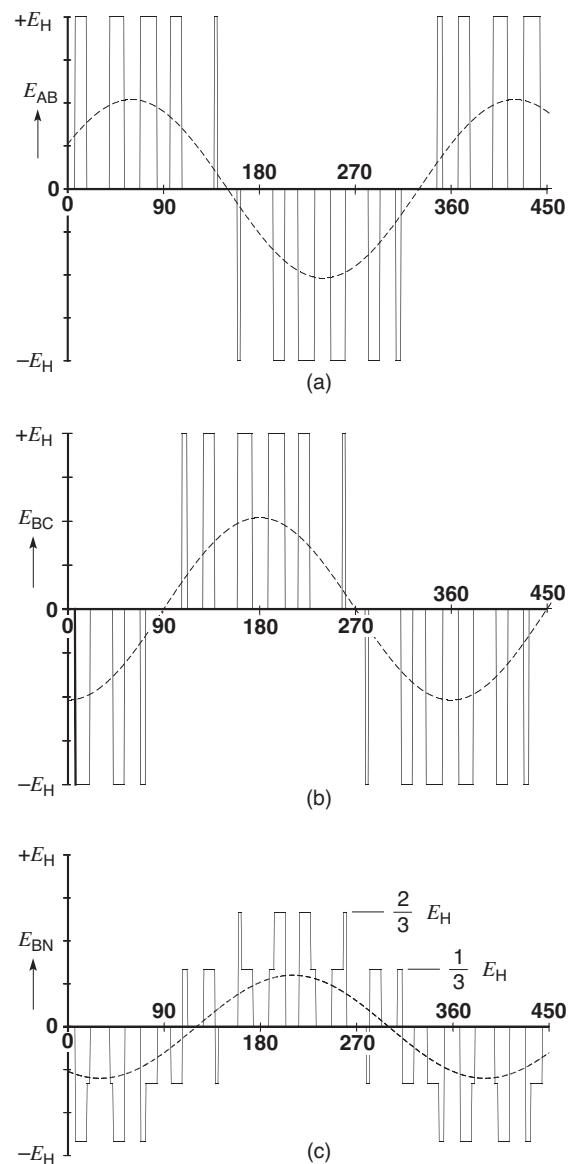
$$E_{CN} = \frac{1}{3}(E_{CA} + E_{CB}) \quad (21.30c)$$

**Figura 21.91**

- Pulsos PWM entre las terminales A y Y y su componente sinusoidal E_{AY} .
- Pulsos PWM entre las terminales B y Y y su componente sinusoidal E_{BY} .

Por ejemplo, aplicando la ecuación 21.30b a las formas de onda E_{AB} y E_{BC} de la figura 21.92, obtenemos la forma de onda PWM entre la terminal B y el neutro N (Fig. 21.92c). Observamos que los pulsos E_{BN} son muy diferentes de aquellos entre la terminal B y el punto común Y (Fig. 21.91b). No obstante, contienen exactamente el mismo componente sinusoidal. Los pulsos de apariencia irregular de la figura 21.92c ilustran cómo la adición y sustracción de pulsos simples pueden generar resultados sorprendentes.

La figura 21.93 es un diagrama de bloques del convertidor trifásico y su carga. La inductancia L cumple el mismo rol importante que en un recortador convencional y los filtros de línea a línea (no mostrados) eliminan los voltajes a frecuencia portadora indeseables. Los voltajes ca deseados aparecen entre las terminales L1, L2 y L3.

**Figura 21.92**

- Pulsos PWM entre las terminales A y B y el componente fundamental E_{AB} de los pulsos.
- Pulsos PWM entre las terminales B y C y el componente fundamental E_{BC} de los pulsos.
- Pulsos PWM entre la terminal B y el neutro N de la carga (Fig. 21.88a). La onda seno punteada es el componente fundamental “oculto” en los pulsos PWM.

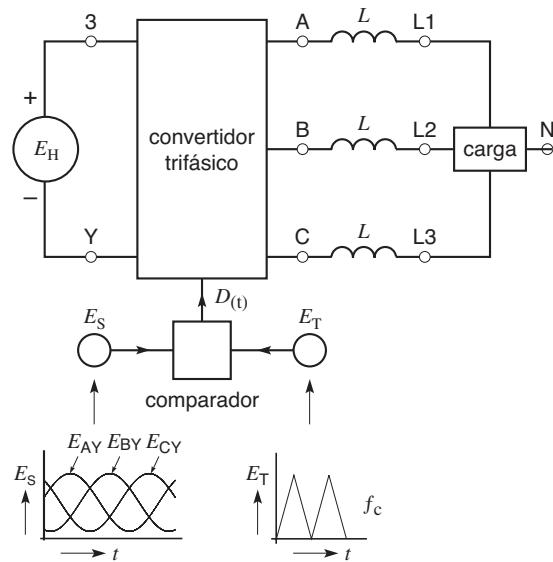


Figura 21.93

Diagrama de bloques de un convertidor PWM trifásico.

El convertidor trifásico contiene los seis interruptores y diodos mostrados en la figura 21.88.

La figura 21.94 es una versión más detallada del convertidor. Los interruptores están representados por IGBTs en antiparalelo con sus respectivos diodos. Los filtros a frecuencia portadora están representados por L_2 , C_2 y R_2 . Los capacitores C_1 del lado de cd del convertidor establecen un punto neutro N. Al mismo tiempo, crean una trayectoria para las corrientes reactivas que pueden ser absorbidas por la carga de ca (no mostrada) que está conectada a las terminales L1, L2 y L3.

Ejemplo 21-15

Queremos generar una fuente trifásica de 245 V y 60 Hz utilizando el convertidor de la figura 21.93. El voltaje de suministro de cd E_H es de 500 V y la frecuencia portadora f_c es de 540 Hz.

Determine

- El valor pico del voltaje fundamental entre las terminales L1 y el neutro flotante N de la carga.

- El periodo T de la onda triangular y el intervalo angular correspondiente, en grados.
- El programa PWM.
- La forma de onda del voltaje PWM entre las terminales A y Y durante un ciclo.
- Las formas de onda del voltaje PWM entre las terminales A-Y, B-Y y C-Y.
- Las formas de onda de los voltajes PWM entre las terminales A-B, B-C y C-A.

Solución

- Voltaje efectivo de línea a neutro

$$E_{LN} = 245/\sqrt{3} = 141.4 \text{ V}$$

Voltaje pico de línea a neutro

$$E_m = E_{LN} \sqrt{2} = 141.4 \times \sqrt{2} = 200 \text{ V}$$

- Como la frecuencia portadora deseada es de 540 Hz, el periodo del voltaje triangular se ajusta a $T_c = 1/540 = 1852 \mu\text{s}$. El intervalo

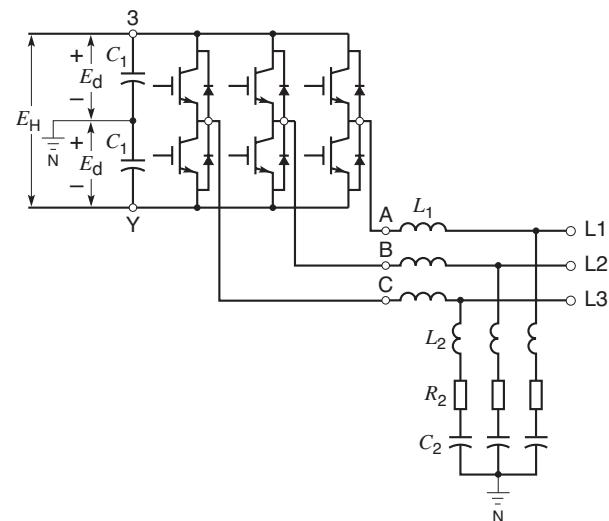


Figura 21.94

Un diagrama más detallado de un convertidor PWM trifásico que utiliza IGBTs y un filtro RLC trifásico para suprimir los componentes de la frecuencia portadora. Los capacitores a través del lado de cd crean una trayectoria para las corrientes reactivas que son absorbidas por la carga trifásica.

angular de T con respecto a la frecuencia fundamental es

$$360^\circ \times 60 \text{ Hz} / 540 \text{ Hz} = 40^\circ$$

- c. El diagrama gráfico que permite la programación PWM se muestra en la figura 21.95. Contiene la siguiente información:
 - (i) La fuente de cd es de 500 V
 - (ii) El voltaje de cd medio es $500 \text{ V}/2 = 250 \text{ V}$.
 - (iii) El voltaje de ca de línea a neutro tiene un valor pico de 200 V y oscila en torno al voltaje medio de cd de 250 V. El periodo de un ciclo es de 360° .
 - (iv) El voltaje de pico a pico de la onda triangular es igual que el voltaje de cd, es decir de 500 V.
- d. Queremos transformar el voltaje sinusoidal E_{AY} (Fig. 21.95) en voltaje PWM cuyos pulsos tengan una amplitud fija de 500 V. Recordemos la regla: cuando E_{AY} (forma de onda sinusoidal) queda sobre la onda triangular, Q1 se cierra y el voltaje E_{AY} (PWM) = +500 V; de lo contrario, E_{AY} (PWM) = 0 (Fig. 21.96a). En consecuencia, el voltaje PWM entre las terminales A y Y tiene la forma recortada que se muestra en la figura 21.96b.
- e. Las primeras tres formas de onda de la figura 21.97 muestran los voltajes PWM entre las terminales A-Y, B-Y y C-Y.

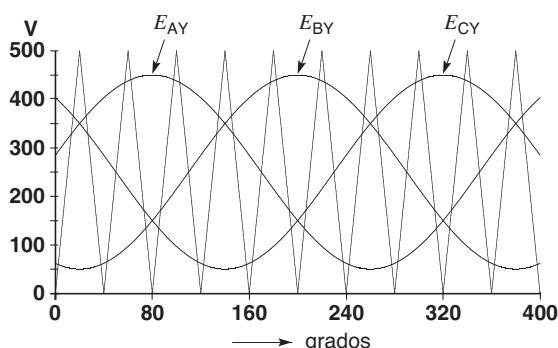


Figura 21.95

Vea el ejemplo 21-15.

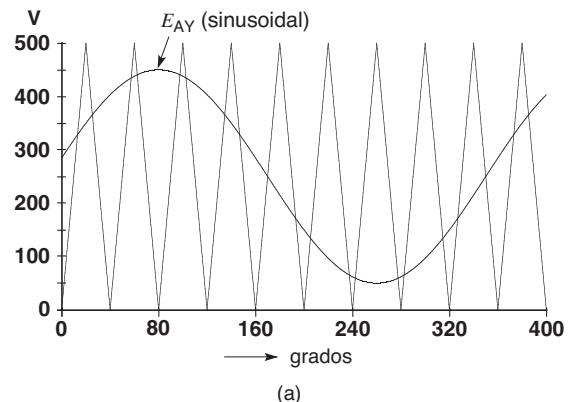


Figura 21.96a

Vea el ejemplo 21-15.

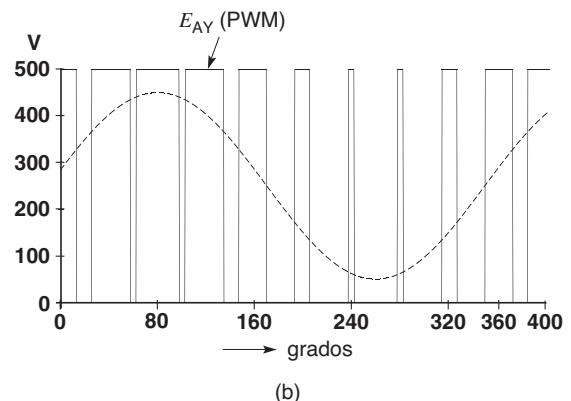
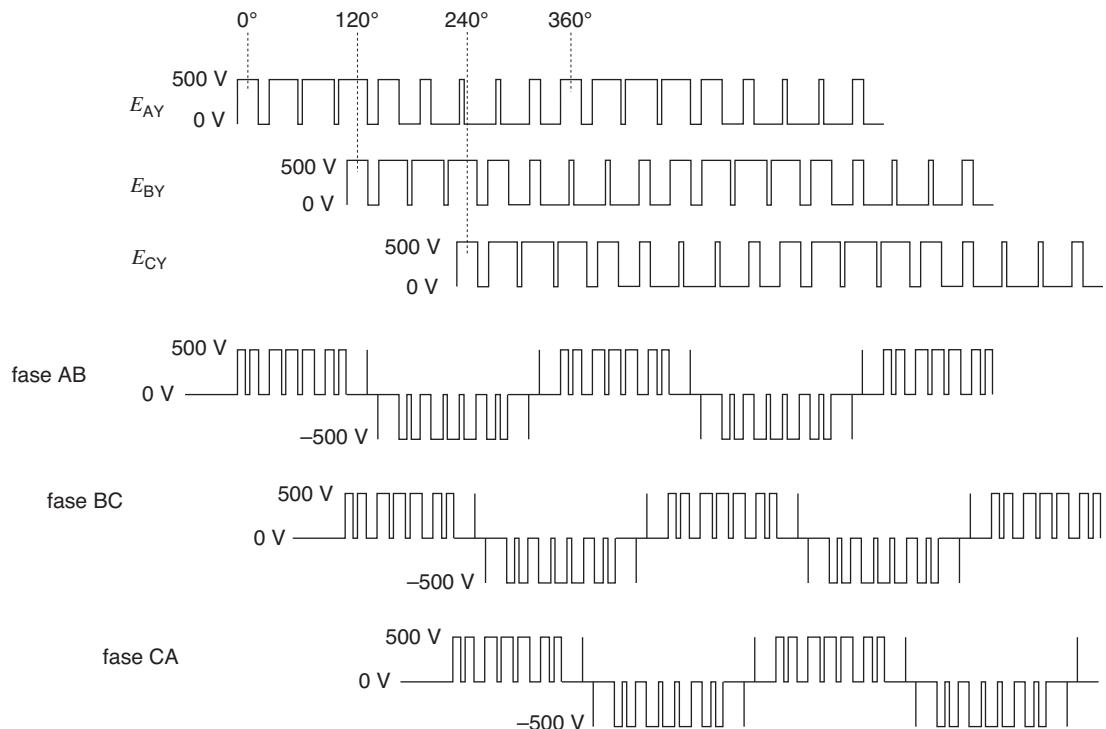


Figura 21.96b

Vea el ejemplo 21-15.

- f. Las tres formas de onda siguientes muestran los voltajes PWM entre las líneas A-B, B-C y C-A. Estos voltajes de línea a línea se obtienen restando los voltajes de línea a neutro instantáneos respectivos. Por lo tanto,
 $E_{AB} = E_{AY} - E_{BY}$. Debido a la presencia de los filtros de frecuencia portadora (no mostrados) entre las terminales L1, L2 y L3 (Fig. 21.93), los voltajes trifásicos de 245 V y 60 Hz a través de la carga serán ondas seno casi perfectas.

**Figura 21.97**

Voltajes PWM trifásicos producidos por un convertidor de cd a ca que opera a una frecuencia portadora de 540 Hz con una entrada de cd de 500 V. Parte superior: salidas E_{AY} , E_{BY} , E_{CY} , componente pico sinusoidal = 200 V. Parte inferior: salidas E_{AB} , E_{BC} , E_{CA} , componente pico sinusoidal de 60 Hz = 346 V, valor RMS = 245 V.

21.50 El convertidor como generador universal

El convertidor trifásico de la figura 21.93 puede suministrar o absorber potencia activa (watts) a la frecuencia fundamental. También puede suministrar o absorber potencia reactiva (vars) a la frecuencia fundamental. Por lo tanto, en lo que se refiere a las terminales de salida L1, L2 y L3, el convertidor se comporta exactamente como el generador sincrónico trifásico estudiado en el capítulo 16. Su reactancia síncrona X_s es igual a $2\pi fL$, donde f es la frecuencia fundamental y L es la inductancia de los reactores lineales.

La carga de la figura 21.93 puede ser activa o pasiva; por consiguiente, puede ser incluso una fuente de potencia trifásica. En el último caso, la potencia es convertida de ca a cd. El lado de cd E_H debe ser capaz de absorber la potencia activa. De este modo, E_H podría ser una batería, o podría ser la entrada a otro convertidor que controla, digamos, un motor de ca.

El convertidor estático puede generar un voltaje sinusoidal cuya amplitud, frecuencia, ángulo de fase y secuencia de fase se pueden variar a voluntad. Los cambios pueden hacerse en milisegundos (mucho más rápido que en el caso de un generador sincrónico). Además, la impedancia $X_s = 2\pi fL$ es relativamente peque-

ña. Estas notables propiedades del convertidor estático son explotadas en muchas aplicaciones.

En un sentido real, el convertidor PWM estático se comporta como un generador trifásico universal. Como tal, también puede generar o absorber potencia reactiva, lo que significa que puede actuar como un enorme capacitor variable o un inmenso inductor. Puede cambiar de un modo al otro en unos cuantos milisegundos. ¡No hay campos eléctricos o magnéticos, y nada se mueve! La única actividad es el flujo de electricidad controlado como si estuviera dirigido por interruptores electrónicos de alta velocidad. Por lo tanto, el convertidor PWM trifásico es tan importante como cualquier máquina de las que hemos estudiado hasta ahora, sin excepción.

No podemos sobreestimar el *tremendo* impacto que este convertidor PWM ha tenido en controladores de velocidad ajustables y en el control de potencia eléctrica en líneas de transmisión y sistemas de distribución.

21.51 Conclusión

Este capítulo nos ha proporcionado algunos de los conceptos básicos de dispositivos y convertidores electrónicos. Sienta las bases para el estudio de controladores electrónicos para motores de cd y ca y el control de grandes bloques de potencia de compañías de electricidad. En los capítulos que siguen veremos más aplicaciones de los convertidores de conmutación.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 21-1 Mencione las propiedades básicas de un diodo.
- 21-2 Mencione las propiedades básicas de un tiristor.
- 21-3 ¿Cuál es la caída de voltaje aproximada a través de un diodo o SCR cuando conduce?
- 21-4 ¿Cuál es, aproximadamente, la temperatura de operación máxima permisible de un tiristor?
- 21-5 Explique el significado de los siguientes términos:
ánode
cátodo
compuerta
bobina alisadora

filtro
recortador
voltaje pico inverso
rectificador
inversor
armónico
comutación
comutación lineal
convertidor
cicloconvertidor
rectificador de puente
autoconmutación
factor de potencia de desplazamiento

- 21-6 El transformador trifásico mostrado en la figura 21.16 produce un voltaje de línea secundario de 2.4 kV. La corriente de carga de cd I_d es de 600 A.

Calcule

- El voltaje de cd a través de la carga.
- La corriente promedio transportada por cada diodo.
- La corriente máxima transportada por cada diodo.

- 21-7 El transformador trifásico mostrado en la figura 21.19 produce un voltaje de línea secundario de 2.4 kV. Si la corriente de carga de cd es de 600 A, calcule lo siguiente:
- El voltaje de cd a través de la carga.
 - La corriente promedio transportada por cada diodo.

- 21-8 Una fuente de ca cuyo voltaje efectivo es de 600 V y 60 Hz está conectada a un rectificador de puente monofásico como se muestra en la figura 21.14a. El resistor de carga tiene un valor de $30\ \Omega$.

Calcule

- El voltaje de cd E_{34} .
- El voltaje de cd E_{54} .
- La corriente de carga de cd I .

- d.** La corriente promedio transportada por cada diodo.
- e.** La potencia activa suministrada por la fuente de ca.
- 21-9 El recortador mostrado en la figura 21.62 está conectado a una fuente de cd de 3000 V. La frecuencia del recortador es de 50 Hz y el tiempo en estado activo es de 1 ms.

Calcule

- a.** El voltaje a través del resistor R_0
- b.** El valor de I_s si $R_0 = 2 \Omega$
- 21-10 En el problema 21-9, si duplicamos el tiempo en estado activo, calcule la nueva potencia absorbida por la carga.

Nivel intermedio

- 21-11 **a.** En el problema 21-7, calcule la potencia disipada por los seis diodos si la caída de voltaje promedio durante el periodo de conducción es de 0.6 V.
- b.** ¿Cuál es la eficiencia del rectificador solo?
- 21-12 **a.** La corriente mostrada en la figura 21-6 tiene un valor de -6 A. ¿Cuál es la polaridad de E_{34} ?
- b.** La corriente mostrada en la figura 21.7 tiene un valor de $+6$ A y E_{65} es negativo. ¿La corriente está aumentando o disminuyendo?
- 21-13 El rectificador de puente monofásico mostrado en la figura 21.14a está conectado a una fuente de 120 V y 60 Hz. Si la resistencia de la carga es de 3Ω , calcule lo siguiente:
- a.** La corriente de carga de cd.
- b.** El PIV a través de los diodos.
- c.** La energía que se debe almacenar en la bobina alisadora para que la fluctuación de pico a pico sea aproximadamente de 5 por ciento de la corriente directa.
- d.** La inductancia de la bobina alisadora.
- e.** La fluctuación de pico a pico a través de la bobina alisadora.
- 21-14 El voltaje de línea es de 240 V y 60 Hz en lado del secundario del transformador convertidor de la figura 21.19. La carga de cd absorbe una corriente de 750 A.

Calcule

- a.** El voltaje de cd producido por el rectificador.
- b.** La potencia activa suministrada por la fuente trifásica.
- c.** La corriente pico en cada diodo.
- d.** La duración del flujo de corriente en cada diodo [ms].
- e.** El valor efectivo de la corriente de línea secundaria.
- f.** La potencia reactiva absorbida por el convertidor.
- g.** La fluctuación o rizo de pico a pico a través del inductor.
- 21-15 El recortador mostrado en la figura 21-62 está conectado a una fuente de cd de 2000 V y el resistor de carga R_0 tiene un valor de 0.15Ω . La duración del tiempo activo es de $100 \mu s$ y el voltaje de cd a través del resistor es de 60 V.

Calcule

- a.** La potencia suministrada a la carga.
- b.** La potencia extraída de la fuente.
- c.** La corriente directa extraída de la fuente.
- d.** El valor pico de I_S .
- e.** La frecuencia del recortador.
- f.** La resistencia aparente a través de la fuente de cd.
- g.** Trace las formas de onda de I_S , I_0 e I_D .
- 21-16 El convertidor de 6 pulsos trifásico mostrado en la figura 21-36 está conectado directamente a una línea trifásica de 208 V.

Calcule

- a.** El voltaje de salida de cd para un ángulo de encendido de 90° .
- b.** El ángulo de activación requerido para generar 60 V (en modo rectificador).
- c.** El ángulo de activación requerido para generar 60 V (en modo inversor).
- 21-17 El convertidor mostrado en la figura 21.36 está conectado a un transformador que produce un voltaje de línea secundario de 40 kV y 60 Hz. La carga absorbe una

- corriente directa de 450 A. Si el ángulo de retraso es de 75° , calcule lo siguiente:
- El voltaje de salida de cd.
 - La potencia activa absorbida de la línea de ca.
 - El valor efectivo de la corriente de línea secundaria.
 - La potencia reactiva absorbida por el convertidor.
- 21-18 En el problema 21-17, calcule lo siguiente:
- El valor pico positivo de E_{KA} .
 - El valor pico negativo de E_{KA} .
 - La fluctuación de pico a pico a través del inductor.
- 21-19 El contactor electrónico de la figura 21.33 controla la potencia suministrada a un calefactor de $15\ \Omega$. El voltaje de suministro sinusoidal tiene un valor efectivo de 600 V a una frecuencia de 60 Hz. Si el ángulo de activación es $\alpha = 0^\circ$, calcule lo siguiente:
- La corriente efectiva.
 - La potencia suministrada al calefactor.
 - El valor eficaz de las corrientes armónicas.
 - El factor de potencia de desplazamiento.
 - La potencia reactiva suministrada por la línea de ca.

Nivel avanzado

- 21-20 En el problema 21-19, el ángulo de activación se incrementa a 120° y se encuentra que la corriente efectiva I es de 17.68 A. Se sabe que el valor rms del componente fundamental es $I_F = 12.34$ A.

Calcule

- El valor rms de todas las corrientes armónicas.
- La potencia disipada en el calefactor [W].
- El factor de potencia de distorsión.
- La potencia aparente suministrada por la fuente.
- El factor de potencia total.
- El factor de potencia de desplazamiento.
- La potencia reactiva suministrada por la línea [var].

- 21-21 El rectificador mostrado en la figura 21-19 produce una salida de cd de 1000 A a 250 V. El inductor L reduce la fluctuación de la corriente, pero un propósito adicional es limitar el rápido incremento de la corriente directa cuando la carga R se pone en cortocircuito. Esto permite que se activen los cortacircuitos antes de que la corriente directa sea demasiado grande. Suponiendo que la corriente inicial es de 1000 A, calcule el valor mínimo de L para que la corriente en cortocircuito no exceda los 3000 A después de 50 ms.
- 21-22 Se utiliza un diodo con capacidad PIV de 600 V en un cargador de batería similar al mostrado en la figura 21.11a. El voltaje de la batería es de 120 V y $R = 10\ \Omega$.
- Calcule el voltaje secundario efectivo máximo del transformador para que el diodo no se destruya.
 - ¿Durante cuántos grados eléctricos conducirá el diodo si el voltaje rms secundario es de 300 V?
 - ¿Cuál es la corriente pico en el diodo?
- 21-23 El cicloconvertidor de la figura 21.34 está conectado a una fuente de 60 Hz. Calcule el intervalo de tiempo entre la activación de las compuertas g1 y g4 si queremos generar una frecuencia de salida de 12 Hz. Trace la forma de onda del voltaje a través de la resistencia de carga.
- 21-24
- Remitiéndose a la figura 21.15, y reconociendo que el área $A_{(-)}$ es casi triangular, calcule el valor aproximado de $A_{(+)}$ si el voltaje efectivo producido por la fuente es de 2000 V y 60 Hz [V·s].
 - Si la fluctuación de pico a pico de la corriente no debe exceder los 7 A, calcule la inductancia de la bobina alisadora L .
- 21-25 El recortador mostrado en la figura 21.58 transfiere potencia de una fuente de 400 V a una carga de 100 V. La inductancia del inductor es de 5 H. Si el recortador está activo durante 2 s e inactivo durante 10 s, calcule lo siguiente:
- La corriente máxima en el inductor.
 - La energía transferida a la carga, por ciclo [J].

- c. La potencia promedio suministrada a la carga [W].
- d. Trace la forma de onda de i como una función del tiempo y compárela con la de la figura 21.59.
- 21-26 En el problema 21-25, si el recortador está activo durante 2 s e inactivo durante 2 s, ¿cuál es el valor de la corriente
- después de 2 s?
 - después de 4 s?
 - después de 6 s?
 - después de 8 s?
 - ¿Hay algo que evite que la corriente crezca de forma indefinida?
- 21-27 El convertidor de 6 pulsos trifásico de la figura 21.41 se tiene que utilizar como inversor. El lado de cd está conectado a una batería de 120 V y $R = 10 \text{ m}\Omega$. El lado de ca está conectado a una línea trifásica de 120 V y 60 Hz. Si la batería suministra una corriente de 500 A, calcule lo siguiente:
- El ángulo de activación requerido.
 - La potencia activa suministrada a la línea de ca.
 - La potencia reactiva absorbida por el convertidor.
- 21-28 Una batería de 24 V está conectada en serie con un generador de 12 V (rms) y 60 Hz a un resistor de 10Ω .

Aplicación industrial

- 21-29 Una corriente distorsionada de 60 Hz tiene un valor efectivo de 547 A y una distorsión armónica total de 26 por ciento. Calcule el valor pico del componente fundamental y el valor efectivo de todos los armónicos.
- 21-30 Uno de los diodos de un circuito de puente similar al de la figura 21.13 falla y se pone

en circuito abierto. El voltaje de fuente E_{12} tiene un valor efectivo de 208 V y, antes de que fallara el diodo, el resistor absorbió una potencia de 1400 W. Describa lo que sucede después de la falla y determine la nueva potencia absorbida por el resistor y el valor efectivo del voltaje a través de él.

- 21-31 Uno de los tiristores (Q2) de la figura 21-34 se pone en cortocircuito. Describa qué es más probable que suceda en este circuito sin fusible.
- 21-32 Un GTO opera en las siguientes condiciones:
- Tiempo para activación: 2 ms
Voltaje en el ánodo: cae linealmente de 1200 V a 3.2 V
Corriente en el ánodo: se eleva linealmente desde cero hasta 260 A
 - Tiempo en estado activo: 250 ms
Corriente en estado activo: 420 A
Voltaje en estado activo: 3.2 V
 - Tiempo para desactivación: 6 ms
Voltaje en el ánodo: aumenta linealmente de 3.2 V a 550 V
Corriente en el ánodo: cae linealmente desde 420 A hasta cero
 - Tiempo en estado inactivo: 375 ms
Voltaje en estado inactivo: 1300 V
Corriente inversa en estado inactivo: 6 mA

Calcule

- Los voltajes máximo y mínimo a través del resistor.
- El valor efectivo del voltaje a través del resistor.
- La potencia disipada en el resistor.
- La potencia pico disipada en el GTO durante el periodo de activación.
- La potencia pico disipada en el GTO durante el periodo en estado activo.
- La potencia promedio aproximada durante el periodo de activación.
- La potencia promedio aproximada durante el periodo en estado activo.
- La energía aproximada disipada en el GTO durante el periodo de activación.
- La energía aproximada disipada en el GTO durante el periodo en estado de activación.
- La energía aproximada disipada en el GTO durante el periodo de desactivación.

Calcule

- Los voltajes máximo y mínimo a través del resistor.
 - El valor efectivo del voltaje a través del resistor.
 - La potencia disipada en el resistor.
- 21-29 Una corriente distorsionada de 60 Hz tiene un valor efectivo de 547 A y una distorsión armónica total de 26 por ciento. Calcule el valor pico del componente fundamental y el valor efectivo de todos los armónicos.
- 21-30 Uno de los diodos de un circuito de puente similar al de la figura 21.13 falla y se pone

- h.** La potencia total disipada en el GTO, ignorando las pérdidas en la compuerta.
- i.** La frecuencia y el ciclo de trabajo de la operación de conmutación.
- 21-33 El convertidor de dos cuadrantes de la figura 21.63 está conectado a una fuente de cd de 400 V. El voltaje de salida de cd promedio es de 70 V y la duración de un ciclo es de 60 μ s. Calcule
- Las duraciones respectivas de T_a y T_b para el interruptor S1.
 - La frecuencia de conmutación en kHz.
- 21-34 Un convertidor de cuatro cuadrantes como el ilustrado en la figura 21.70 es energizado por una fuente de cd de 600 V y la frecuencia de conmutación es de 25 kHz. El ciclo de trabajo se ajusta a un valor de 0.35. Calcule
- El voltaje de cd promedio entre las terminales A y 2. ¿Es positiva la terminal A con respecto a la terminal 2?
 - El voltaje de cd promedio entre las terminales B y 2. ¿Es positiva la terminal B con respecto a la terminal 2?
 - El voltaje de cd promedio entre las terminales A y B. ¿Cuál es la polaridad de A con respecto a B?
- 21-35 Un convertidor de cuatro cuadrantes como el ilustrado en la figura 21.70 es energizado por una fuente de cd de 600 V y la frecuencia de conmutación es de 25 kHz. El ciclo de trabajo se ajusta a un valor de 0.35. Calcule
- El tiempo de cierre y el tiempo de apertura del interruptor Q1.
 - El tiempo de cierre y el tiempo de apertura del interruptor Q3.
 - Trace las formas de onda de E_{A2} , E_{B2} y E_{AB} . Demuestre que el valor promedio de $E_{AB} = -180$ V.
- 21-36 El convertidor PWM trifásico de la figura 21.94 está conectado a una fuente de cd de 4 kV. Los modos de activación de los IGBTs se ajustan de modo que el voltaje de línea trifásico sea sinusoidal con un valor efectivo de 2100 V a 60 Hz. La carga de ca entre las terminales L1, L2 y L3 es de 360 kVA con un factor de potencia retrasado de 0.86. Calcule
- Las corrientes alternas efectivas absorbidas por la carga trifásica.
 - La corriente directa suministrada por la fuente de 4 kV.
 - El voltaje de salida de ca máximo (rms) que el convertidor puede suministrar sin recortar los picos sinusoidales.

CAPÍTULO 22

Control electrónico de motores de corriente directa

22.0 Introducción

Los dispositivos semiconductores de alta velocidad, confiables y económicos han cambiado dramáticamente el control de motores de cd. En este capítulo examinaremos algunos de los principios básicos de estos controles electrónicos. Los circuitos implican rectificadores e inversores que ya estudiamos en el capítulo 21. Por lo tanto, el lector deberá revisar dicho capítulo antes de seguir adelante. También deberá consultar las secciones 20.16 y 20.17 sobre controles electrónicos.

Al describir los diversos métodos de control, sólo estudiaremos el comportamiento de circuitos de potencia. Por consiguiente, no abordaremos aquí los diversos métodos ingeniosos para formar y controlar los pulsos de activación. La razón es que, por sí mismos, constituyen un tema que implica electrónica, circuitos lógicos, circuitos integrados y microprocesadores complejos. No obstante, la omisión de este importante tema no desvirtúa el objetivo de este capítulo, que es explicar los fundamentos de los controles electrónicos de cd.

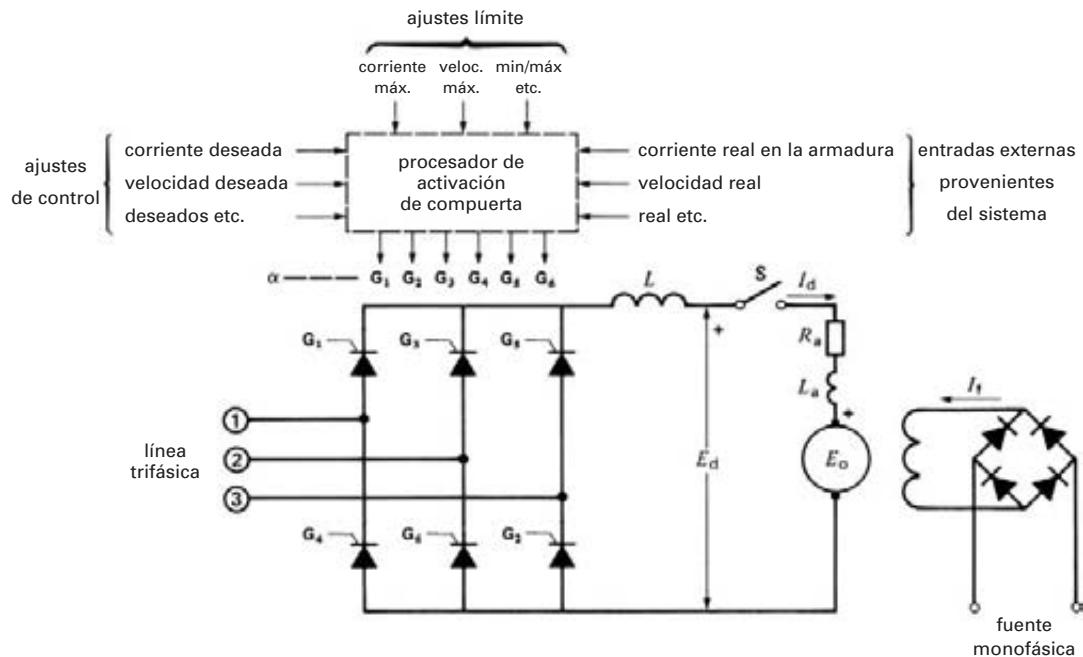
22.1 Control de velocidad en el primer cuadrante

Iniciaremos nuestro estudio con un control de velocidad variable para un motor de cd en derivación. Supo-

nemos que su operación está limitada al cuadrante 1. La excitación de campo es fija, y la velocidad se varía cambiando el voltaje de la armadura. Se conecta un convertidor de 6 pulsos trifásico entre la armadura y una fuente trifásica (Fig. 22.1). La corriente de campo I_f es provista por un rectificador de puente monofásico. El inductor externo L garantiza una corriente relativamente uniforme en la armadura. Por lo general, la inductancia L_a de la armadura es suficientemente grande, por lo que a menudo se puede prescindir del inductor externo. La armadura está inicialmente en reposo y el interruptor de desconexión S está abierto.

Un procesador de activación de compuerta recibe entradas externas como velocidad real, corriente real, par o momento de torsión real, etc. Estas entradas son tomadas del circuito de potencia por medio de transductores adecuados. Además, el procesador se puede configurar para cualquier velocidad y par o momento de torsión del motor. Los valores reales se comparan con los valores deseados, y el procesador genera automáticamente pulsos de compuerta para que ambos coincidan tanto como sea posible. También se incorporan ajustes límite para que el motor nunca opere más allá de los valores de corriente, voltaje y velocidad aceptables.

Inicialmente, los pulsos de compuerta están retrasados un ángulo $\alpha = 90^\circ$ para que el voltaje de salida E_d del convertidor sea cero. Entonces el interruptor S se cierra y α se reduce gradualmente para que E_d se co-

**Figura 22.1**

Control de velocidad y par o momento de torsión en la armadura de un motor de cd mediante un convertidor provisto de tiristor.

mience a incrementar. La corriente I_d de la armadura comienza a fluir y el motor se acelera gradualmente. Durante el periodo de arranque, la corriente es monitoreada de manera automática. Además, el procesador de activación de compuerta se preajusta de modo que los pulsos nunca produzcan una corriente mayor a, por ejemplo, 1.6 pu.

Cuatro características merecen nuestra atención en cuanto al periodo de arranque:

1. No se requieren resistores en la armadura: por consiguiente, no existen pérdidas I^2R excepto las que ocurren en la armadura misma.
2. La pérdida de potencia en los tiristores es pequeña: por consiguiente, toda la potencia activa extraída de la fuente de ca está disponible para propulsar la carga.
3. Incluso si un operador inexperto tratara de arrancar el motor con demasiada rapidez, el ajuste limitador de corriente anularía la orden manual. En realidad la corriente de la armadura nunca puede exceder el valor preestablecido.

4. El voltaje de cd E_d durante el arranque es mucho menor que el nominal. En consecuencia, el convertidor absorbe una gran cantidad de potencia reactiva cuando el motor funciona a baja velocidad, al mismo tiempo que desarrolla su par o momento de torsión nominal. Además, la potencia reactiva disminuye continuamente a medida que el motor se acelera. Como resultado, la corrección del factor de potencia es difícil de aplicar durante la fase de arranque.

Cuando el motor alcanza velocidad plena, el ángulo de activación casi siempre oscila entre 15° y 20° . El voltaje E_d del convertidor es un poco mayor que el voltaje E_0 inducido, en una cantidad igual a la caída $I_d R_a$ en el circuito de la armadura. El voltaje del convertidor está dado por la ecuación básica

$$E_d = 1.35 E \cos \alpha \quad (21.17)$$

Para reducir la velocidad, incrementamos el ángulo de activación α para que E_d sea menor que E_0 . En un sistema Ward-Leonard esto haría de inmediato que la corriente de la armadura se invirtiera (vea la sec-

ción 5.5). Desafortunadamente, la corriente no puede invertirse en la figura 22.1 porque los SCR's conducen sólo en una dirección. En consecuencia, cuando incrementamos α , la corriente simplemente se interrumpe y el motor funciona por inercia a baja velocidad. Durante este intervalo, E_0 se reduce gradualmente y, cuando llega a ser menor que el nuevo ajuste de E_d , la corriente de la armadura comienza a fluir de nuevo. El momento de torsión se incrementa con rapidez y, cuando sea igual al par o momento de torsión de la carga, el motor continuará funcionando a baja velocidad.

La eficiencia a baja velocidad sigue siendo alta porque las pérdidas en los SCR's son pequeñas. No obstante, el voltaje con fluctuaciones o rizo generado por el convertidor es mayor que en condiciones de plena carga porque α es mayor (sección 21.28). Por consiguiente, la corriente de la armadura no es tan uniforme como antes, lo cual tiende a incrementar las pérdidas en el cobre de la armadura y las pérdidas en el hierro. Un problema igualmente serio es la gran potencia reactiva absorbida por el convertidor conforme el ángulo de activación se incrementa. Por ejemplo, cuando el ángulo de activación es de 45° , el convertidor absorbe la misma cantidad de potencia reactiva que de potencia activa de la línea trifásica.

Para detener el motor, los pulsos se retrasan 90° para que $E_d = 0$ V. El motor funcionará por inercia hasta detenerse a un ritmo que depende de la carga mecánica y la inercia de las partes rotatorias.

Ejemplo 22-1

Un motor de cd de 750 hp, 250 V y 1200 r/min está conectado a una línea trifásica de 208 V y 60 Hz que utiliza un convertidor de puente trifásico (Fig. 22.2a). La corriente de la armadura a plena carga es de 2500 A y su resistencia es de $4 \text{ m}\Omega$.

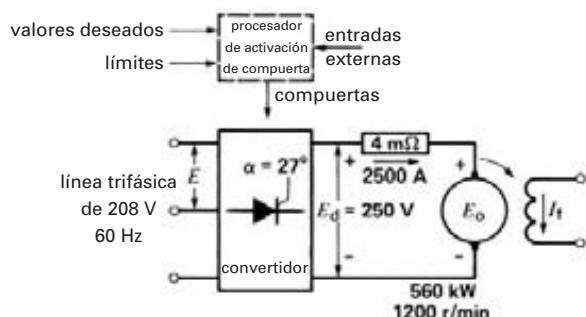


Figura 22.2a
Vea el ejemplo 22-1.

Calcule

- El ángulo de activación α requerido en condiciones de plena carga nominal.
- El ángulo de activación requerido para que el motor desarrolle su par o momento de torsión nominal a 400 r/min.

Solución

- A plena carga, el convertidor debe desarrollar una salida de cd de 250 V:

$$E_d = 1.35 E \cos \alpha \quad (21.14)$$

$$250 = 1.35 \times 208 \cos \alpha$$

$$\cos \alpha = 0.89$$

$$\alpha = 27^\circ$$

Caída IR en la armadura con corriente nominal:

$$IR = 2500 \text{ A} \times 0.004 \Omega = 10 \text{ V}$$

Fuerza contraelectromotriz (fcem) a 1200 r/min

$$E_0 = 250 - 10 = 240 \text{ V}$$

- Para desarrollar un par o momento de torsión nominal a 400 r/min, la corriente de la armadura debe seguir siendo de 2500 A. La fcm a 400 r/min es

$$E_0 = (400/1200) \times 240 = 80 \text{ V}$$

Caída IR en la armadura = 10 V

El voltaje terminal en la armadura es

$$E_d = 80 + 10 = 90 \text{ V}$$

Por consiguiente, el convertidor debe generar 90 V.

Para determinar el ángulo de activación, tenemos

$$E_d = 1.35 E \cos \alpha \quad (21.14)$$

$$90 = 1.35 \times 208 \cos \alpha$$

$$\alpha = 71^\circ \text{ (vea la Fig. 22.2b)}$$

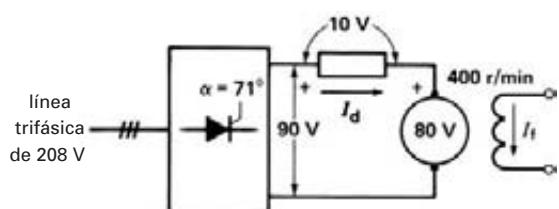


Figura 22.2b
Par o momento de torsión nominal a 400 r/min.

Ejemplo 22-2

Siguiendo con el ejemplo 22-1, calcule la potencia reactiva absorbida por el convertidor cuando el motor desarrolla el par o momento de torsión completo a 400 r/min.

Solución

La condición de la carga se da en la figura 22.2b. La potencia de cd absorbida por el motor es

$$P = E_d I_d = 90 \times 2500 = 225 \text{ kW}$$

Si omitimos las pérdidas relativamente pequeñas en el convertidor, la potencia activa suministrada por la fuente de ca también es de 225 kW.

La potencia reactiva extraída de la fuente de ca está dada por

$$\begin{aligned} Q &= P \tan \alpha \\ &= 225 \tan 71^\circ \\ &= 653 \text{ kvar} \text{ (compare este valor con la potencia activa de } 225 \text{ kW)} \end{aligned}$$

Este ejemplo muestra que se requiere una gran cantidad de potencia reactiva a medida que el ángulo de activación se incrementa. Incluso excede la potencia activa requerida a plena carga. Se podrían instalar capacitores en el lado de ca del convertidor para reducir la carga en la línea de alimentación trifásica. Otra alternativa sería colocar un transformador de tomas variables entre la fuente trifásica y el convertidor. Reduciendo el voltaje de ca a bajas velocidades podemos reducir considerablemente la potencia reactiva. La razón es que entonces el ángulo de activación puede mantenerse entre 15° y 20°. Sin embargo, esto podría no ser una buena solución si se tiene que variar continuamente la velocidad del motor. El cambio de toma se vuelve muy frecuente como para ser práctico. En las secciones 22.8 y 22.9 de este capítulo se describen otras formas de reducir la demanda de potencia reactiva.

22.2 Control en dos cuadrantes —inversión de campo

No siempre podemos tolerar una situación en la que un motor simplemente funciona por inercia a baja velocidad. Para obtener una respuesta más rápida, tenemos que modificar el circuito de modo que el motor actúe temporalmente como generador. Controlando la salida del generador podemos reducir la velocidad tan rápido como queramos. Con frecuencia recurrimos a freno di-

námico, utilizando un resistor conectado a través de la armadura. Sin embargo, también podemos hacer que el convertidor opere como inversor, retroalimentando potencia a la línea trifásica. Este *freno regenerativo* se utiliza más en motores grandes porque la energía cinética perdida durante la desaceleración se convierte en energía eléctrica útil. Además, podemos controlar con precisión la salida del generador para obtener el ritmo de cambio de velocidad deseado.

Para hacer que el convertidor funcione como inversor, debemos invertir la polaridad de E_d , como se muestra en la figura 22.3. Esto significa que también debemos invertir la polaridad de E_0 . Por último, tenemos que ajustar E_d de manera que sea un poco menor que E_0 , para obtener la corriente de frenado I_d deseada (Fig. 22.3).

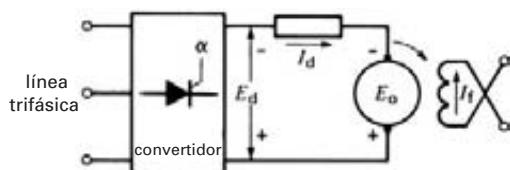


Figura 22.3

Control de un motor mediante inversión de campo.

Estos cambios no son tan simples como parecen. La polaridad de E_d se puede cambiar casi instantáneamente retrasando los pulsos de compuerta más de 90°. Sin embargo, para cambiar la polaridad de E_0 , debemos invertir ya sea el campo o la armadura, pero necesitamos equipo adicional. La inversión de la armadura o del campo también requiere una cantidad de tiempo significativa. Además, una vez que termina la fase de generador (frenado), debemos invertir de nuevo la armadura o el campo para que la máquina funcione como motor. Teniendo en cuenta estas condiciones, a continuación veremos los pasos que hay que seguir al emplear *inversión de campo*.

Paso 1. Retrasar los pulsos de compuerta casi 180° para que E_d sea bastante grande y negativo.

Esta operación prepara el convertidor para que actúe como inversor. Requiere unos cuantos milisegundos, dependiendo de cuál corriente I_d sea cero.

Paso 2. Invertir la corriente de campo tan rápido como sea posible para invertir la polaridad de E_0 . El tiempo total para la inversión puede ser de

1 a 5 segundos, debido a la alta inductancia del campo en derivación. La corriente de la armadura sigue siendo cero durante este intervalo.

Paso 3. Reducir α para que E_d sea un poco menor que E_0 , lo que permite que fluya la corriente deseada en la armadura. Ahora el motor actúa como generador y retroalimenta potencia a la línea de ca a través del inversor. Su velocidad se reduce con rapidez hacia el ajuste más bajo.

¿Qué hacemos cuando se llega a la velocidad más baja? Reacomodamos el circuito de modo que la máquina de cd funcione de nuevo como motor. Esto implica los pasos siguientes:

Paso 4. Retrasar los pulsos de compuerta casi 180° para que E_d se vuelva bastante grande y negativo. Esta operación tarda unos cuantos milisegundos, después de los cuales la corriente I_d es cero otra vez.

Paso 5. Invertir la corriente de campo tan rápido como sea posible para que E_0 sea positivo.

El tiempo requerido para la inversión es nuevamente de 1 a 2 segundos. Durante este intervalo la corriente de la armadura es cero.

Paso 6. Reducir α de modo que E_d se vuelva positivo y un poco *mayor* que E_0 , lo que permite que fluya la corriente deseada en la armadura. Ahora la máquina actúa como motor y el convertidor regresa al modo de rectificador.

22.3 Control en dos cuadrantes —inversión de la armadura

En algunos controles industriales, el largo retardo asociado con la inversión del campo es inaceptable. En esos casos invertimos la armadura en lugar del campo. Esto requiere un interruptor inversor de alta velocidad diseñado para conducir la corriente total de la armadura. El sistema de control se configura de modo que la commutación ocurra sólo cuando la corriente de la armadura sea cero. Aunque esto reduce el desgaste de los contactos y la formación de arcos, el interruptor aún tiene que ser bastante grande para conducir una corriente de, digamos, varios miles de amperes.

Debido a su baja inductancia, la armadura puede ser invertida en aproximadamente 150 ms, lo cual es por lo menos 10 veces más rápido que invertir el campo. La figura 22.4 es un circuito simplificado que muestra un motor de cd en derivación conectado al convertidor mediante un contactor inversor. Para reducir la veloci-

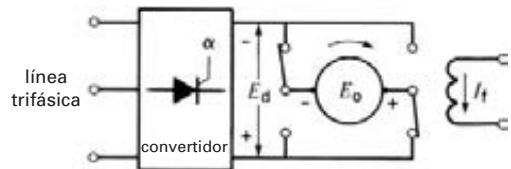


Figura 22.4
Control de un motor invirtiendo la armadura.

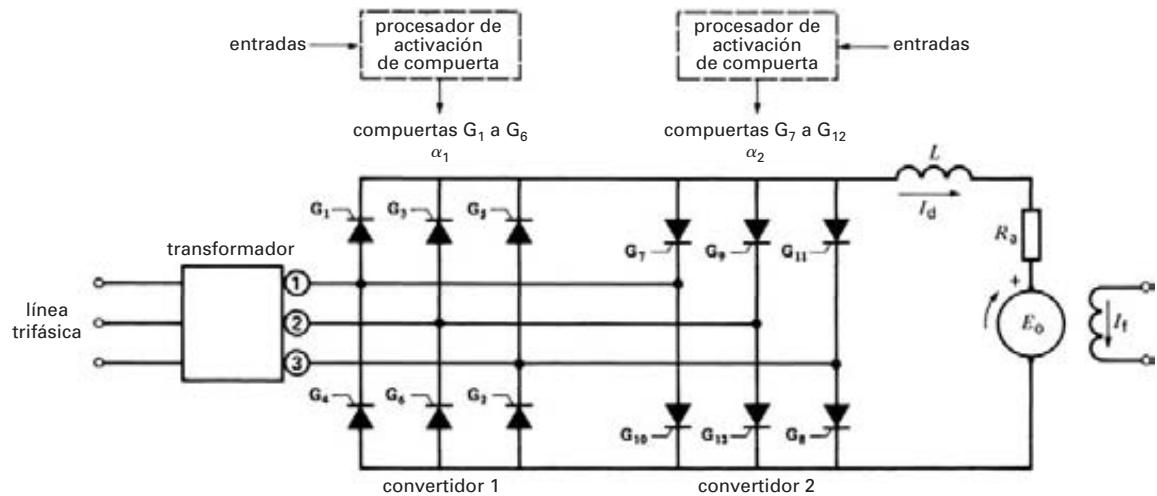
dad seguimos los mismos pasos que en el caso de la inversión de campo, excepto que invertimos la armadura en lugar del campo.

22.4 Control en dos cuadrantes —dos convertidores

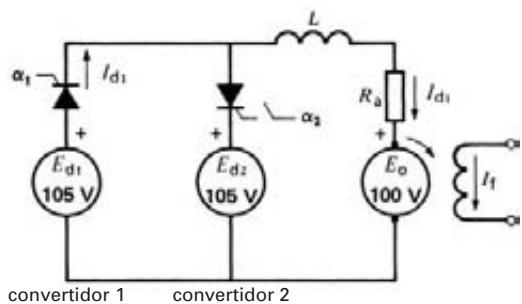
Cuando el control de velocidad tiene que ser aún más rápido, utilizamos dos convertidores idénticos conectados en paralelo inverso. Ambos se conectan a la armadura, pero sólo uno opera en un tiempo dado y actúa ya sea como rectificador o como inversor (Fig. 22.5). El otro convertidor se mantiene en espera, listo para tomar el control siempre que se tenga que invertir la potencia suministrada a la armadura. Por consiguiente, no es necesario invertir la armadura o el campo. Por lo general, el tiempo para cambiar de un convertidor al otro es de 10 ms. La confiabilidad mejora considerablemente y el mantenimiento se reduce. Pero además de estas ventajas también debemos tomar en cuenta el alto costo y la complejidad incrementada de la fuente de activación.

Como un convertidor siempre está listo para sustituir al otro, los voltajes del convertidor respectivo están próximos al voltaje de la armadura existente, tanto en valor como en polaridad. Así, en la figura 22.6a, el convertidor 1 actúa como un rectificador que suministra potencia al motor a un voltaje ligeramente mayor que la fcm E_0 . Durante este periodo, no se permite que los pulsos de compuerta lleguen al convertidor 2 para que esté inactivo. No obstante, el circuito de control continúa generando pulsos con un retraso α_2 de modo que E_{d2} sería igual a E_{d1} , si se permitiera que los pulsos llegaran a las puertas (G7 a G12, Fig. 22.5).

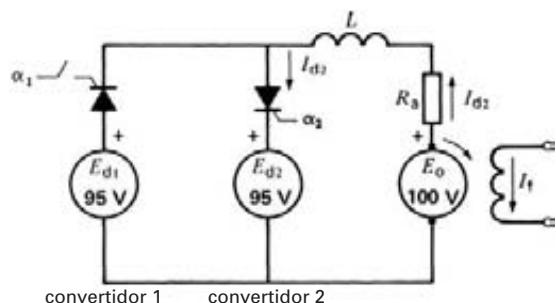
Para reducir la velocidad del motor, se retrasan los pulsos de compuerta α_1 y, en cuanto la corriente de la armadura se reduce a cero, el circuito de control impide que los pulsos lleguen al convertidor 1 y al mismo tiempo desbloquea los pulsos hacia el convertidor 2. El convertidor 1 queda inactivo y el ángulo de retraso

**Figura 22.5**

Control en dos cuadrantes por medio de dos convertidores sin corrientes circulantes.

**Figura 22.6a**

Convertidor 1 en operación; convertidor 2 bloqueado.

**Figura 22.6b**

Convertidor 2 en operación; convertidor 1 bloqueado.

α_2 se reduce entonces de modo que E_{d2} se vuelve un poco menor que E_0 , lo que permite que fluya la corriente inversa I_{d2} (Fig. 22.6b).

Esta corriente invierte el par o momento de torsión y la velocidad del motor disminuye con rapidez. Durante la fase de desaceleración, α_2 varía automáticamente para que E_{d2} siga el valor rápidamente decreciente de E_0 . En algunos casos se varía α_2 para mantener una corriente de frenado constante. Durante este periodo, el circuito de control continúa generando pulsos de compuerta para el convertidor 1, y el ángulo de retraso α_1 sigue a α_2 de modo que E_{d1} sería igual a E_{d2} si se permitiera que los pulsos llegaran a las compuertas (G1 a G6).

Si el motor sólo opera en los cuadrantes 1 y 4, la dirección de rotación nunca se invierte. Por ello, los convertidores 1 y 2 siempre actúan como rectificador e inversor, respectivamente.

22.5 Control en cuatro cuadrantes –dos convertidores con corriente circulante

Algunos controles industriales requieren que se regulen con precisión la velocidad y el par o momento de torsión justo hasta la velocidad cero. Esto significa que, en ocasiones, el momento de torsión puede ser mucho menor que el par o momento de torsión nominal. Desafortunadamente, la corriente en el convertidor es discontinua en estas circunstancias. En otras palabras, la corriente en

cada tiristor deja de fluir durante 120° . Por lo tanto, con momentos de torsión bajos la velocidad tiende a ser errática y es difícil lograr un control preciso.

Para evitar este problema, se utilizan dos convertidores que funcionan *simultáneamente*. Se conectan uno tras el otro a través de la armadura (Fig. 22.8). Cuando uno funciona como rectificador, el otro lo hace como inversor y viceversa. La corriente I de la armadura es la diferencia entre las corrientes I_{d1} e I_{d2} que fluyen en los dos convertidores. Con esta disposición, las corrientes en ambos convertidores fluyen durante 120° , incluso cuando I es cero. Obviamente, con dos convertidores en operación continua, no existe retraso en el cambio de uno al otro. La corriente de la armadura se puede invertir casi instantáneamente; por consiguiente, éste es el sistema de control más complejo que hay disponible. También es el más caro. La razón es que cuando los convertidores operan al mismo tiempo, cada uno debe disponer de un gran inductor en serie (L_1 , L_2) para limitar las corrientes alternas circulantes. Los convertidores pueden ser alimentados por fuentes distintas, como los devanados secundarios aislados de un transformador trifásico. En la figura 22.8 se muestra un circuito típico compuesto de un primario conectado en delta y dos secundarios conectados en Y. En ocasiones se utilizan otros circuitos de transformador para optimizar el desempeño, reducir el costo, mejorar la confiabilidad o limitar las corrientes de cortocircuito.

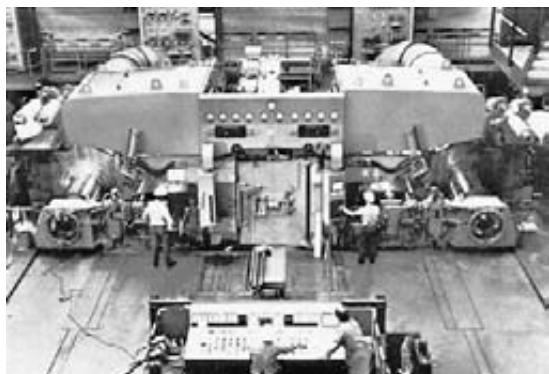


Figura 22.7

Control de velocidad electrónico preciso de cuatro cuadrantes en una moderna fundidora.

(Cortesía de Siemens)

Ejemplo 22-3

El motor de cd mostrado en la figura 22.8 tiene un voltaje de armadura de 450 V mientras absorbe una corriente de 1500 A. El convertidor 1 suministra una corriente I_{d1} de 1800 A y el convertidor 2 absorbe 300 A. Si el voltaje de línea de ca para cada convertidor es de 360 V, calcule lo siguiente:

- La potencia de cd asociada con los convertidores 1 y 2.
- La potencia activa extraída de la línea trifásica entrante.
- Los ángulos de activación para los convertidores 1 y 2.
- La potencia reactiva absorbida de la línea trifásica entrante.

Solución

- La potencia de cd suministrada por el convertidor es

$$\begin{aligned} P_1 &= E_{d1}I_{d1} \\ &= 450 \times 1800 \\ &= 810 \text{ kW} \end{aligned}$$

La potencia absorbida por el convertidor 2 (que opera como inversor) es

$$\begin{aligned} P_2 &= E_{d2}I_{d2} \\ &= 450 \times 300 \\ &= 135 \text{ kW} \end{aligned}$$

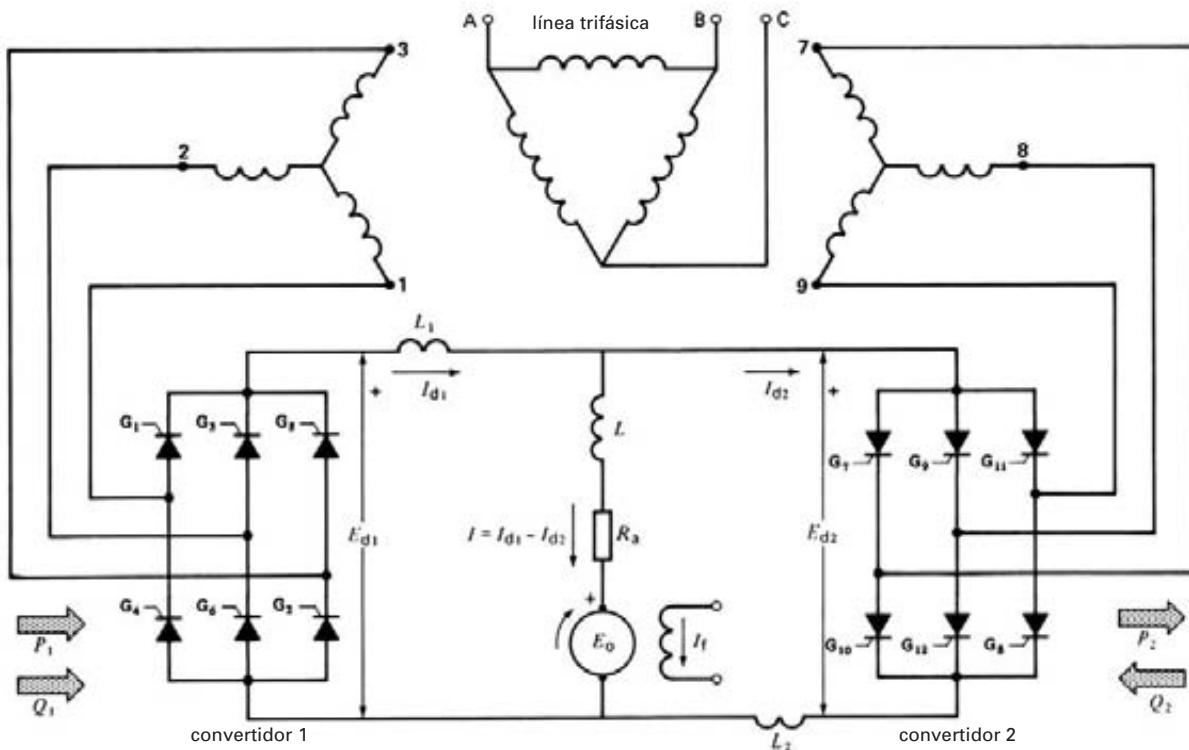
Observe que los voltajes E_{d1} y E_{d2} del convertidor son básicamente idénticos porque las caídas de voltaje de cd en L_1 y L_2 son insignificantes.

Esto significa que la activación respectiva de los convertidores 1 y 2 no puede ser controlada por voltaje (por E_0 , por ejemplo). En la práctica, la activación es controlada por corriente y se hace que dependa de las corrientes de convertidor I_{d1} e I_{d2} deseadas.

- La potencia activa absorbida de la línea de ca entrante es

$$\begin{aligned} P &= P_1 - P_2 \\ &= 810 - 135 \\ &= 675 \text{ kW} \end{aligned}$$

El devanado secundario 1, 2, 3 suministra 810 kW mientras que el 7, 8, 9 recibe 135 kW. Por lo tanto, la potencia activa neta absorbida de la línea (omitiendo las pérdidas) es de 657 kW.

**Figura 22.8**

Control en dos cuadrantes de un motor de cd por medio de dos convertidores con corrientes circulantes.

- c. El ángulo de activación aproximado para el convertidor 1 se determina con la ecuación 21.13:

$$E_{d1} = 1.35 E \cos \alpha_1$$

$$450 = 1.35 \times 360 \cos \alpha_1$$

$$\cos \alpha_1 = 0.926$$

$$\alpha_1 = 22.2^\circ$$

Como E_{d2} es casi igual a E_{d1} , el ángulo de activación para el convertidor 2 tiene el mismo valor aproximado. Sin embargo, como opera como inversor, el ángulo es

$$\alpha_2 = 180 - \alpha_1$$

$$= 180 - 22.2$$

$$= 157.8^\circ$$

Observe que suponiendo que I_{d2} se mantiene constante, se requeriría un cambio muy pequeño en α_1 (y por tanto de E_{d1}) para provocar un cambio grande en I_{d1} . La razón es que I_{d1} es igual a la diferencia entre E_{d1} y E_0 dividida entre la muy baja resistencia R_a de la armadura. Un cambio tan grande en I_{d1} produciría un cambio grande correspondiente en la corriente I que alimenta la armadura.

Del mismo modo, un cambio muy pequeño en α_2 (con I_{d1} mantenida constante) produce un cambio grande en I_{d2} y, en consecuencia, en la corriente de la armadura. Por lo tanto, aun cuando los valores aproximados de α_1 y α_2 son determinados principalmente por la magnitud del voltaje E_0 de la armadura (el cual depende de la velocidad), sus valores precisos son establecidos por el valor deseado de la corriente I de la armadura. Por eso I_{d1} e I_{d2} tienen que ser controladas por corriente.

- d. La potencia reactiva absorbida por el convertidor 1 es

$$\begin{aligned} Q_1 &= P_1 \tan \alpha_1 \\ &= 810 \tan 22.2^\circ \\ &= 331 \text{ kvar} \end{aligned}$$

La potencia reactiva absorbida por el convertidor 2 es

$$\begin{aligned} Q_2 &= P_2 \tan \alpha_2 \\ &= -135 \tan 157.8^\circ \\ &= 55 \text{ kvar} \end{aligned}$$

Por consiguiente, la potencia reactiva absorbida de la línea trifásica entrante es

$$\begin{aligned} Q &= Q_1 + Q_2 \\ &= 331 + 55 \\ &= 386 \text{ kvar} \end{aligned}$$

Es interesante hacer notar que mientras que las potencias activas se restan ($P = P_1 - P_2$), las reactivas se suman ($Q = Q_1 + Q_2$). La razón es que un convertidor commutado por línea siempre absorbe potencia reactiva, ya sea que funcione como rectificador o como inversor.

22.6 Control en dos cuadrantes con par o momento de torsión positivo

Hasta aquí hemos analizado varias formas de obtener un control de par o momento de torsión-velocidad cuando se invierte el par o momento de torsión. Sin embargo, muchos controles industriales implican pares o momentos de torsión que siempre actúan en una dirección, aun cuando se invierta la velocidad. Los malacates y elevadores pertenecen a esta categoría porque la gravedad siempre actúa hacia abajo ya sea que la carga suba o baje. Por consiguiente, la operación ocurre en los cuadrantes 1 y 2.

Considérese un malacate propulsado por un motor en derivación con excitación de campo constante. La armadura está conectada a la salida de un convertidor de 6 pulsos trifásico. Al elevar la carga, el motor absorbe potencia del convertidor. Por consiguiente, éste actúa como rectificador (Fig. 22.9). La velocidad de elevación depende directamente del voltaje E_d del convertidor. La corriente de la armadura depende del peso de la carga.

Al bajar la carga, el motor funciona en reversa, lo que cambia la polaridad de E_0 . Sin embargo, el peso

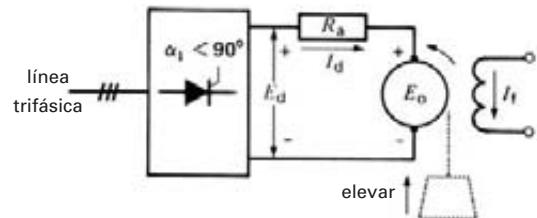


Figura 22.9
Malacate elevando una carga.

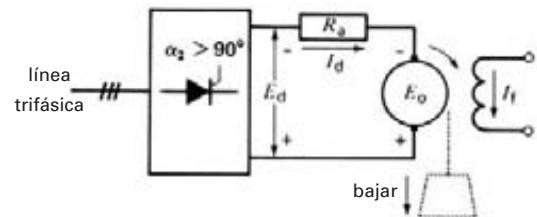


Figura 22.10
Malacate bajando una carga.

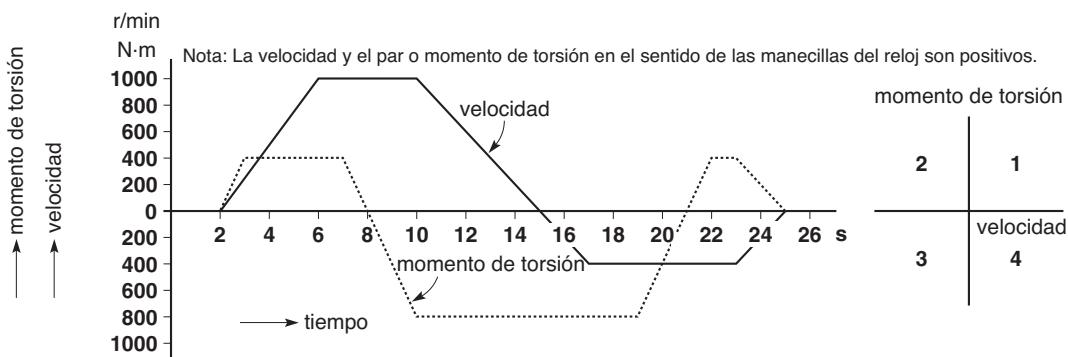
descendente suministra potencia al motor, por lo que éste se transforma en generador. Podemos alimentar la potencia eléctrica resultante a la línea de ca haciendo que el convertidor funcione como inversor. Los pulsos de compuerta simplemente se retrasan más de 90° y E_d se ajusta para obtener el flujo de corriente deseado (Fig. 22.10).

Por lo tanto, el ascenso y el descenso se pueden realizar de forma continua y no se requiere invertir el campo o la armadura. No obstante, el gancho sin carga no puede descender por sí mismo. El movimiento descendente debe ser auxiliado por el motor, lo que significa que se tiene que invertir ya sea el campo o la armadura.

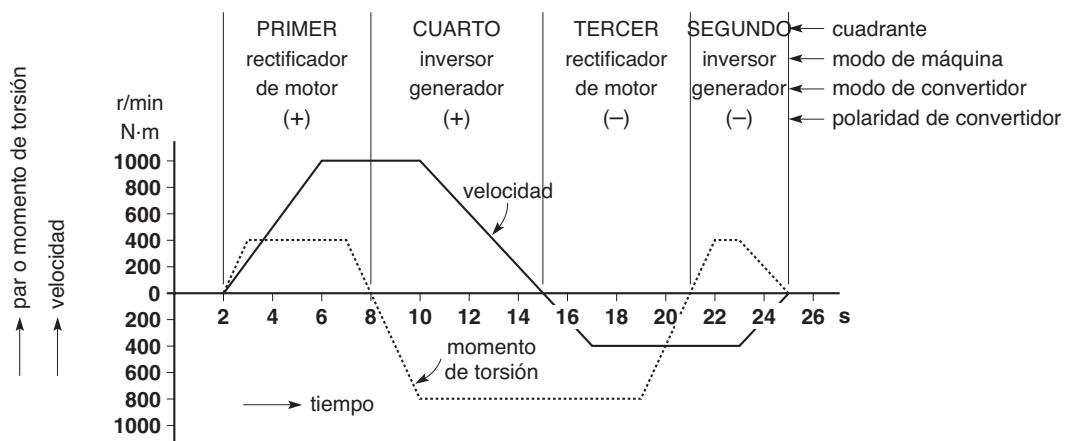
22.7 Control en cuatro cuadrantes

Podemos lograr fácilmente el control en 4 cuadrantes de un motor de cd utilizando un solo convertidor e invirtiendo ya sea el campo o la armadura. Sin embargo, podría requerirse una gran cantidad de conmutación. El control en cuatro cuadrantes es posible sin inversión del campo o armadura por medio de dos convertidores que operan espalda con espalda. Pueden funcionar de forma alterna o simultánea como se describió en las secciones 22.4 y 22.5.

El ejemplo siguiente ilustra el control en cuatro cuadrantes de un control industrial.

**Figura 22.11**

Característica de par o momento de torsión-velocidad de un control industrial.

**Figura 22.12**

Vea el ejemplo 22-4.

Ejemplo 22-4

Un control industrial tiene que desarrollar la característica de par o momento de torsión-velocidad dada en la figura 22.11. Se utiliza un motor de cd en derivación, energizado por dos convertidores que operan espalda con espalda. Los convertidores funcionan alternadamente (sólo uno a la vez), como vimos en la sección 22.4. Determine el estado de cada convertidor durante el periodo de operación de 26 segundos e indique la polaridad en las terminales de la máquina de cd. La velocidad y el par o momento de torsión se consideran positivos cuando actúan en el sentido de las manecillas del reloj.

Solución

El análisis de este control se simplifica subdividiendo las curvas de par o momento de torsión-veloci-

dad en los cuatro cuadrantes respectivos. Al hacerlo, buscamos los instantes en los que el par o la velocidad pasan por cero. Estos instantes siempre coinciden con la transición de un cuadrante a otro. De acuerdo con la figura 22.11, la velocidad o el par o momento de torsión pasan por cero a los 2, 8, 15, 21 y 25 s.

Trazamos líneas verticales por estos puntos (Fig. 22.12). Luego examinamos si el par o momento de torsión y la velocidad son positivos o negativos durante cada intervalo subdividido. Conociendo los signos respectivos, podemos establecer de inmediato en qué cuadrante está operando el motor. Por ejemplo, durante el intervalo de 2 a 8 s, tanto el par o momento de torsión como la velocidad son positivos. En consecuencia, la máquina está operando en el cuadrante 1. En cambio,

en el intervalo de 21 a 25 s, la velocidad es negativa y el par o momento de torsión positivo, lo que indica que la operación es en el cuadrante 2.

Conociendo el cuadrante sabemos si la máquina funciona como motor o como generador. Por último, suponiendo que una velocidad positiva (en el sentido de las manecillas del reloj) corresponde a un voltaje de armadura positivo (Fig. 22.13a), podemos deducir la dirección requerida del flujo de corriente. Esto nos indica cuál convertidor está en operación y si actúa como rectificador o como inversor.

Así, considerando el intervalo de 21 a 25 s, está claro que la máquina actúa como generador. Por consiguiente, uno de los dos convertidores *debe* funcionar como inversor. Pero, ¿cuál de ellos? Para responder la pregunta, primero examinamos la polaridad de la armadura. Como la velocidad es negativa, la polaridad de la armadura es negativa, como se ve en la figura 22.13b. La corriente fluye hacia afuera de la terminal positiva porque la máquina actúa como generador. Sólo el convertidor 1 puede tener esta dirección de flujo de corriente, y por lo tanto es el que está en operación.

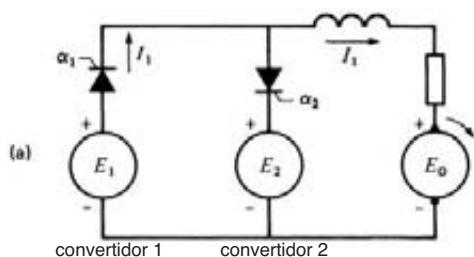


Figura 22.13a

Polaridades cuando la velocidad es positiva.

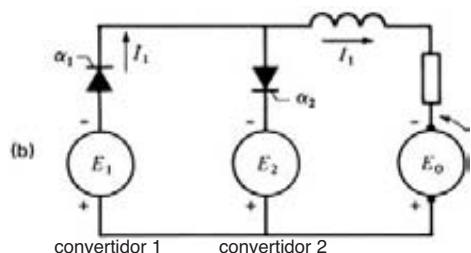


Figura 22.13b

Intervalo de 21 a 25 s.

Un razonamiento similar nos permite determinar el modo de operación de cada convertidor en los demás intervalos. Los resultados se dan en la tabla 22A. Se insta al lector a verificarlos.

TABLA 22A

Intervalo de tiempo	Modo de operación	
	Convertidor 1	Convertidor 2
2–8 s	rectificador	desactivado
8–15 s	desactivado	inversor
15–21 s	desactivado	rectificador
21–25 s	inversor	desactivado

22.8 Convertidor de 6 pulsos con diodo de funcionamiento libre

Al arrancar un motor de cd, podemos reducir significativamente la potencia reactiva absorbida por el convertidor colocando un diodo a través de la salida del convertidor (Fig. 22.15). La utilidad de este diodo de funcionamiento libre se ilustra mejor mediante un ejemplo numérico.

Suponga que un motor de cd tiene las siguientes características:

potencia nominal: 100 hp

voltaje nominal de la armadura: 240 V

corriente nominal de la armadura: 320 A

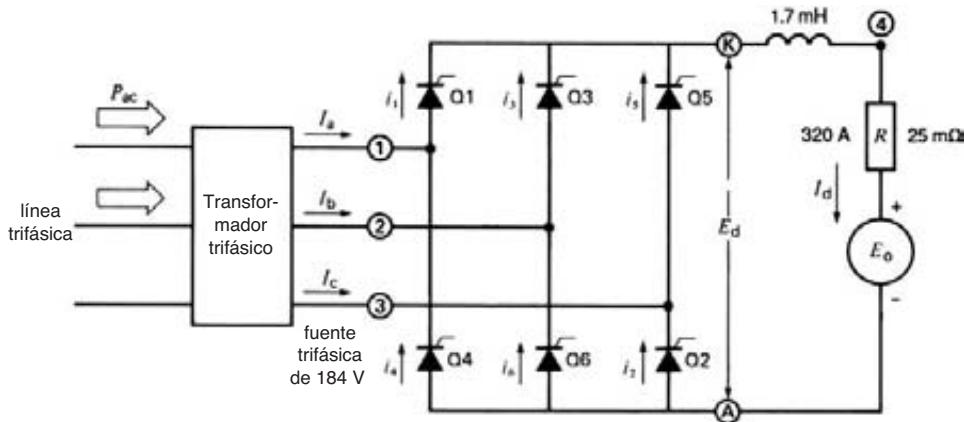
resistencia de la armadura: 25 mΩ

inductancia de la armadura: 1.7 mH

Comenzaremos nuestro análisis utilizando un convertidor de 6 pulsos convencional para controlar el motor. El convertidor (rectificador) es alimentado por una línea trifásica de 184 V y 60 Hz. Analizaremos los voltajes y corrientes cuando el motor está detenido con corriente nominal fluyendo en la armadura. Por consiguiente, el motor desarrollará un momento de torsión nominal. El circuito del motor y del convertidor se muestra en la figura 22.14a.

El motor está detenido y el valor de E_d es sólo el requerido para suplir la caída IR en la armadura.

$$\begin{aligned}E_d &= IR = 320 \text{ A} \times 25 \text{ m}\Omega \\&= 8 \text{ V}\end{aligned}$$

**Figura 22.14a**

Rectificador convencional que alimenta corriente nominal a una armadura de cd detenida. El ángulo de activación es de 88.15° .

Para desarrollar este voltaje de cd, el ángulo de activación requerido es

$$\begin{aligned}E_d &= 1.35 E \cos \alpha \\8 &= 1.35 \times 184 \cos \alpha\end{aligned}$$

de ahí que

$$\cos \alpha = 0.0322$$

y por lo tanto

$$\alpha = 88.15^\circ$$

La potencia activa de ca P suministrada al convertidor es necesariamente igual a la absorbida por la armadura. Por lo tanto,

$$P = E_d I_d = 8 \times 320 = 2560 \text{ W}$$

Así, la potencia reactiva Q absorbida por el convertidor es,

$$\begin{aligned}Q &= P \tan \alpha = 2560 \tan 88.15^\circ \\&= 79.25 \text{ kvar}\end{aligned}$$

Observe que la potencia reactiva es 31 veces más grande que la potencia activa.

El voltaje de línea a neutro E_{IN} y la corriente de línea I_a correspondiente se muestran en la figura 22.14b. Observe que Q1 es activado 88.15° después que θ_o . En consecuencia, el centro del pulso de co-

rriente positivo se retrasa 88.15° con respecto al pico de voltaje E_{IN} positivo. Así pues, I_a se retrasa casi 90° con respecto a E_{IN} y por eso la potencia reactiva es tan grande. Lo mismo sucede con I_b , I_c y sus respectivos voltajes de línea a neutro.

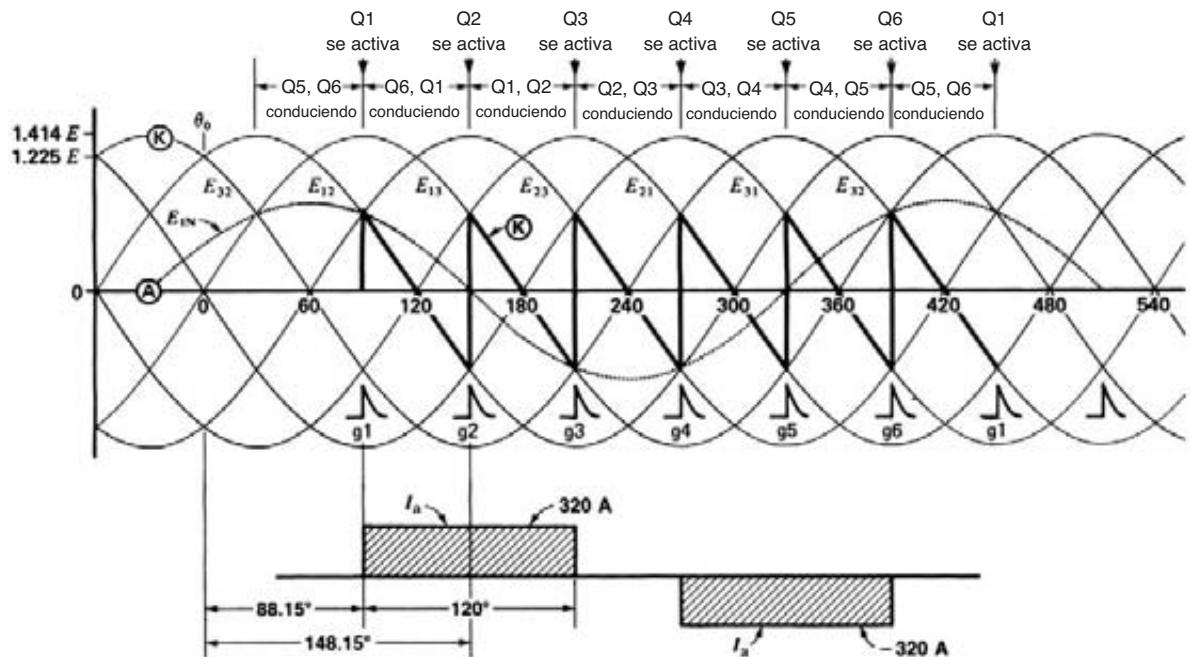
El valor efectivo de la corriente de línea es

$$\begin{aligned}I &= 0.816 I_d \quad (21.6) \\&= 0.816 \times 320 \\&= 261 \text{ A}\end{aligned}$$

La figura 22.14b también muestra que el voltaje E_{KA} a través de la armadura es una onda dentada. El valor pico oscila entre $+137 \text{ V}$ y -123 V , pero el valor promedio de la onda es de sólo 8 V .

Sería útil que pudiéramos eliminar los voltajes negativos en E_{KA} . La razón es que con un ángulo de activación dado (como 88.15°), el voltaje E_d promedio se incrementaría. Los voltajes negativos se pueden suprimir colocando un diodo entre las terminales K y A (Fig. 22.15a). De hecho, en cuanto K se vuelve negativa con respecto a B, el diodo comienza a conducir. Durante el periodo de conducción todas las corrientes dejan de fluir en el convertidor, por lo que las corrientes de línea I_a , I_b , I_c también son cero. Observe que ahora I_a se compone de un pulso de corriente doble positivo seguido por un pulso doble negativo.

La presencia del diodo produce la forma de onda E_{KA} mostrada en la figura 22.15a. Los voltajes negati-

**Figura 22.14b**

Formas de onda de voltaje y corriente cuando la armadura está detenida mientras desarrolla el par o momento de torsión nominal.

vos son recortados, por lo que el voltaje de cd a través de la armadura excede con mucho los 8 V. Como resultado, la corriente de la armadura también excede con mucho los 320 A. Para hacer que $E_d = 8$ V, debemos incrementar el ángulo α . Podemos comprobar que el voltaje de cd de un convertidor de 6 pulsos trifásico equipado con este tipo de diodo está dado por

$$E_d = 1.35 E (1 - \cos [120 - \alpha]) \quad (22.1)$$

donde

E_d = voltaje de cd [V]

E = valor efectivo del voltaje de línea a línea [V]

α = ángulo de activación (entre 60° y 120°) [$^\circ$]

1.35 = una constante que aplica sólo cuando α queda entre 60° y 120° [valor exacto
 $= 3\sqrt{2}/\pi$]

En nuestro ejemplo, el voltaje de cd con un ángulo de activación de 88.15° es

$$\begin{aligned} E_d &= 1.35 E (1 - \cos [120 - \alpha]) \\ &= 1.35 \times 184 (1 - \cos [120 - 88.15]) \\ &= 1.35 \times 184 (1 - \cos 31.85^\circ) \\ &= 37.4 \text{ V} \end{aligned}$$

Por lo tanto, la corriente resultante en la armadura sería

$$I = 37.4/0.025 = 1496 \text{ A}$$

Ésta es casi cinco veces la corriente nominal, lo cual es a todas luces inaceptable.

Para obtener el $E_d = 8$ V deseado, debemos incrementar el ángulo de activación de modo que

$$E_d = 1.35 E (1 - \cos [120 - \alpha]) \quad (22.1)$$

$$8 = 1.35 \times 184 (1 - \cos [120 - \alpha])$$

$$0.9678 = \cos (120 - \alpha)$$

Por lo tanto

$$120 - \alpha = \arccos 0.9678 = 14.6^\circ$$

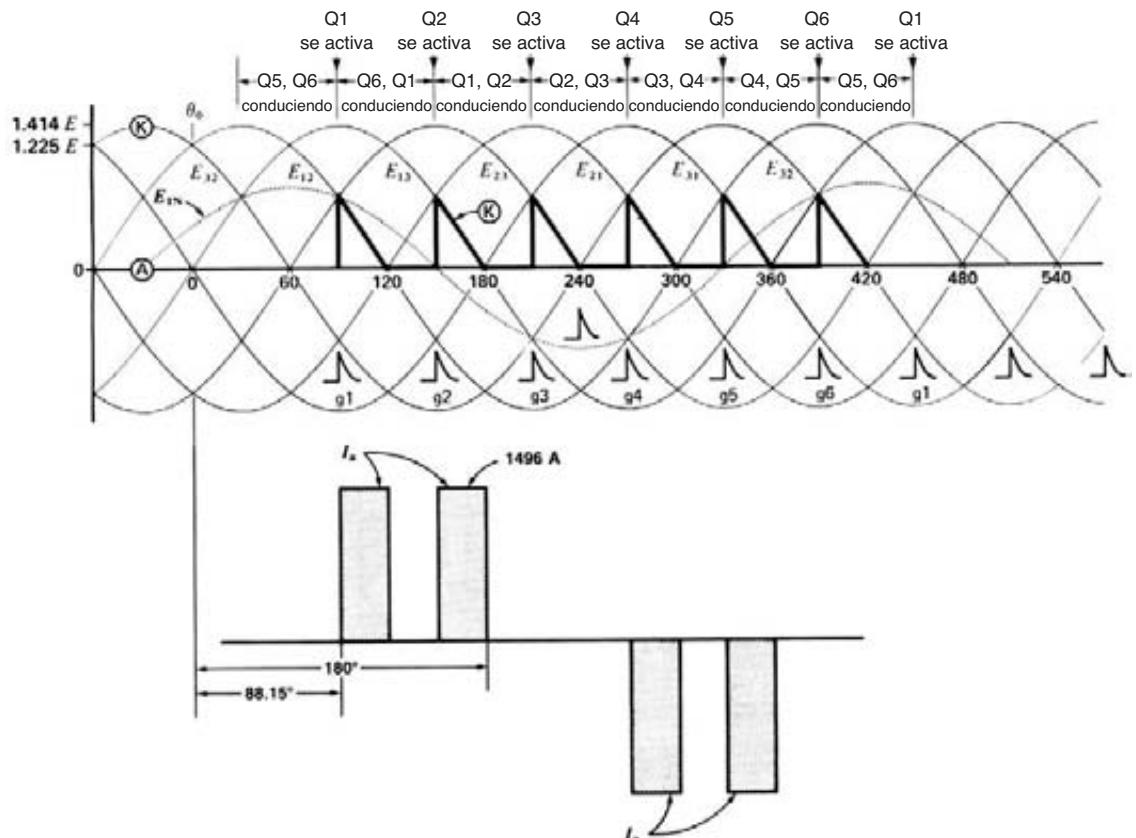
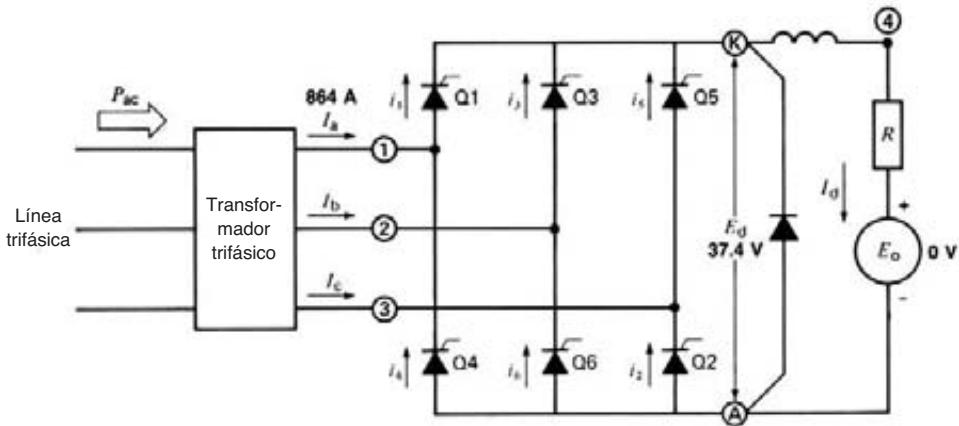


Figura 22.15a

Rectificador convencional y diodo de rueda libre o funcionamiento libre que alimentan corriente a una armadura de cd detenida. El ángulo de activación es de 88.15° .

en consecuencia,

$$\alpha = 120 - 14.6^\circ = 105.4^\circ$$

Con este ángulo de activación, las formas de onda de E_{KA} e I_a son las mostradas en la figura 22.15b. El semiciclo positivo de I_a se compone de dos pulsos de corriente. Cada uno tiene una amplitud de 320 A y una duración de $(120^\circ - 105.4^\circ) = 14.6^\circ$. El valor efectivo de I_a es, por consiguiente,

$$I_a(\text{efic}) = 320\sqrt{(4 \times 14.6)/360} = 128.9 \text{ A}$$

Por lo tanto, las corrientes de línea trifásicas son mucho más bajas que en la figura 22.14a, aun cuando la corriente directa en la armadura es igual.

El semiciclo positivo de la corriente I_a está centrado entre 105.4° y 180° (vea la figura 22.15b).

Por lo tanto, el ángulo $\Phi_i = (105.4 + 180)/2 = 142.7^\circ$. En cambio, el pico positivo de E_{IN} ocurre a $\Phi_c = 60^\circ$.

En consecuencia, el componente fundamental de I_a se retrasa un ángulo $\Phi_d = (142.7^\circ - 60^\circ) = 82.7^\circ$

con respecto a E_{IN} . Por consiguiente, el ángulo de desplazamiento es de 82.7° y el factor de potencia de desplazamiento es

$$\text{FP (desplazamiento)} = \cos 82.7^\circ = 0.127$$

La potencia activa P absorbida de la línea trifásica es de nuevo de $320 \text{ A} \times 8 \text{ V} = 2.56 \text{ kW}$. La potencia reactiva Q es

$$\begin{aligned} Q &= P \tan (\text{ángulo de desplazamiento}) \\ &= 2.56 \tan 82.7^\circ \\ &= 20 \text{ kvar} \end{aligned}$$

Por lo tanto, con el diodo de funcionamiento libre el convertidor sólo absorbe 20 kvar de la línea, en comparación con los 79.26 kvar que absorbe sin diodo.

Observe que el diodo de funcionamiento libre sólo comienza a producir un efecto cuando el ángulo de activación queda entre 60° y 120° . Sólo entonces E_{KA} comienza a volverse negativo, permitiendo así que el diodo ejerza su influencia. La corriente de línea no es sinusoidal.

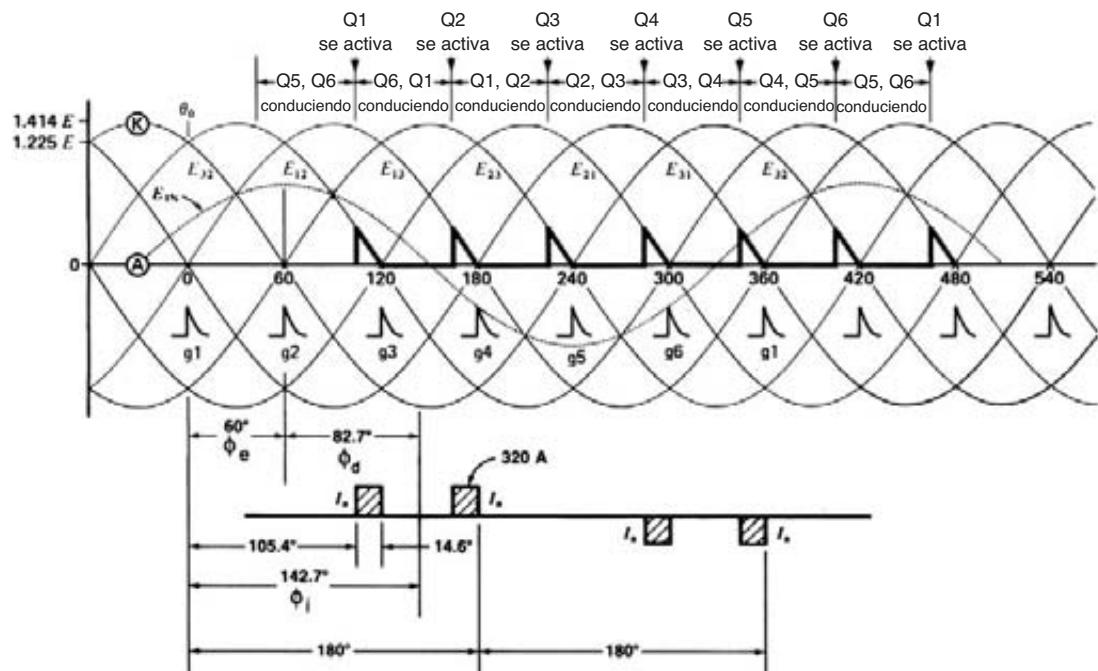


Figura 22.15b

Rectificador convencional y diodo de funcionamiento libre que alimentan corriente a una armadura de cd. El ángulo de activación es de 105.4° .

dal y posee un fuerte contenido de armónicos. Podemos comprobar que el componente fundamental de la corriente de línea se retrasa con respecto al voltaje de línea a neutro correspondiente, en un ángulo Φ_d dado por

$$\Phi_d = 30^\circ + \alpha/2 \quad (22.2)$$

donde

$$\Phi_d = \text{ángulo de desplazamiento de fase } [^\circ]$$

$$\alpha = \text{ángulo de activación (debe quedar entre } 60^\circ \text{ y } 120^\circ) [^\circ]$$

$$30^\circ = \text{una constante para este tipo de convertidor}$$

El valor efectivo de la corriente de línea está dado por

$$I = I_d \sqrt{(120 - \alpha)/90} \quad (22.3)$$

El factor de potencia de desplazamiento está dado por

$$\text{FP (desplazamiento)} = \cos \Phi_d \quad (22.4)$$

El ángulo de desplazamiento Φ_d puede ser utilizado para calcular la potencia reactiva Q :

$$Q = P \tan \Phi_d \quad (22.5)$$

22.9 Convertidor de semipuente

El convertidor de semipuente es otra forma mediante la cual se puede reducir la potencia reactiva cuando el voltaje de salida de cd es bajo. La figura 22.16 muestra un convertidor de 6 pulsos trifásico en el cual se reemplazaron tres tiristores por tres diodos D2, D4, D6. Este *convertidor de semipuente* tiene propiedades similares a las de un puente de tiristor convencional con un diodo de funcionamiento libre.

El ángulo de activación α se puede variar desde cero hasta 180° . Sin embargo, el efecto del diodo de funcionamiento libre sólo comienza a ángulos de más de 60° . En la figura 22.16 se supone que el ángulo de activación es de 135° . Como resultado, E_{KA} es positivo durante periodos sucesivos de 45° . Observe que los pulsos de corriente positivos y negativos en cada línea trifásica también fluyen durante 45° .

El valor promedio de E_{KA} está dado por la ecuación

$$E_d = 0.675 E (1 + \cos \alpha) \quad (22.6)$$

en la cual

$$E_d = \text{voltaje de cd a través de la carga [V]}$$

$$E = \text{valor eficaz del voltaje de línea [V]}$$

$\alpha = \text{ángulo de activación (debe quedar entre } 60^\circ \text{ y } 180^\circ) [^\circ]$

$0.675 = \text{una constante que sólo aplica con } \alpha \text{ entre } 60^\circ \text{ y } 180^\circ [\text{el valor exacto es } (1.5\sqrt{2})/\pi]$

Utilizando el mismo ejemplo de la sección 22.8, el ángulo de activación necesario para producir $E_d = 8 \text{ V}$ es

$$\begin{aligned} E_d &= 0.675 E (1 + \cos \alpha) \\ 8 &= 0.675 \times 184 (1 + \cos \alpha) \\ -0.936 &= \cos \alpha \end{aligned}$$

por lo que

$$\alpha = 159.32^\circ$$

La amplitud de los pulsos de corriente de línea es igual a la corriente directa en la armadura, o sea 320 A . La duración de los pulsos de corriente es $(180^\circ - 159.32^\circ) = 20.68^\circ$. Según el ejemplo de la figura 22.16, el pulso de corriente positivo se inicia a 159.32° y termina a 180° . El pulso de corriente negativo inicia a 279.32° y termina a 300° . Por lo tanto, básicamente la corriente I_a pasa por cero a un ángulo Φ_o dado por

$$\Phi_o = 1/2(159.32^\circ + 300^\circ) = 229.66^\circ$$

Por consiguiente, el pico positivo de I_a ocurre básicamente a un ángulo de $(229.66^\circ - 90^\circ) = 139.66^\circ$. Así, el ángulo de desplazamiento es

$$\Phi_d = (139.66^\circ - 60) = 79.66^\circ$$

El factor de potencia de desplazamiento es

$$\text{FP (desplazamiento)} = \cos \Phi_d = 0.179$$

Como antes, la potencia activa suministrada por la línea trifásica es

$$P = 2.56 \text{ kW}$$

La potencia reactiva absorbida es

$$\begin{aligned} Q &= P \tan \Phi_d = 2.56 \tan 79.66^\circ \\ &= 14 \text{ kvar} \end{aligned}$$

Observe que incluso se requiere menos potencia reactiva con el rectificador de semipuente que con el circuito de diodo de funcionamiento libre de la figura 22.15b.

El valor efectivo I de la corriente de línea está dado por

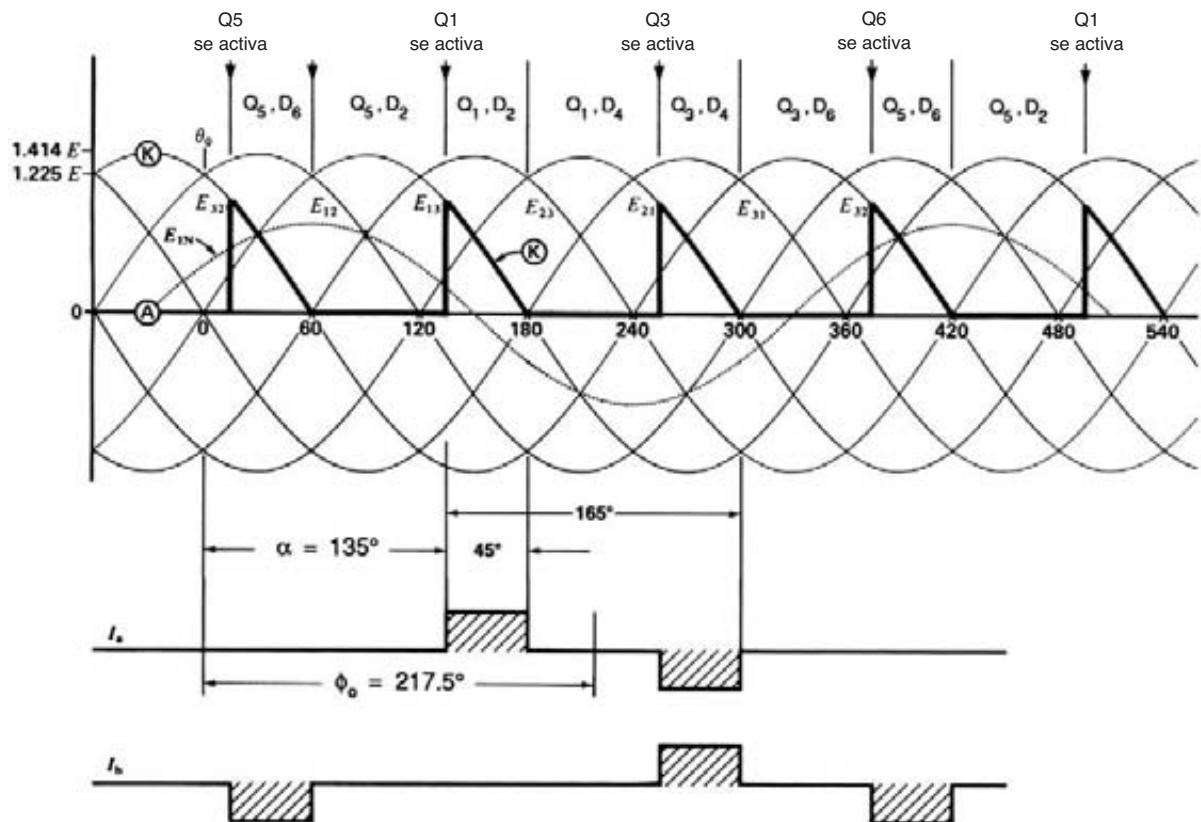
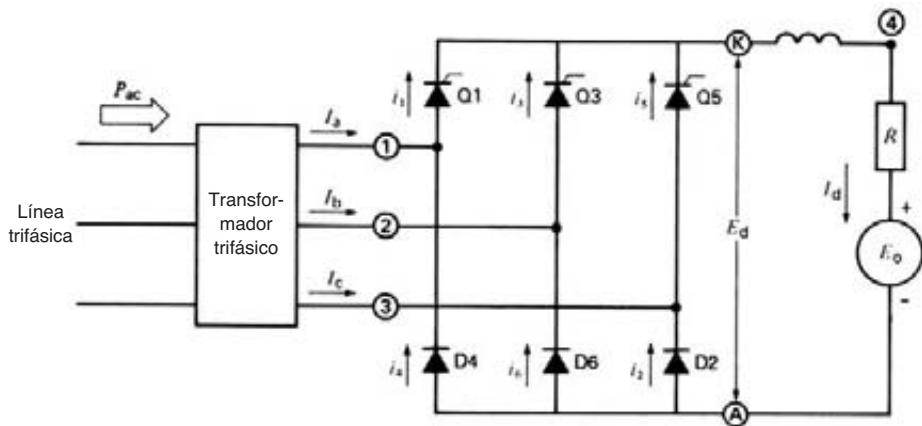


Figura 22.16
Rectificador de semipuente. El ángulo de activación es de 135° .

$$I_d^2 \times 20.68^\circ \times 2 = I^2 \times 360^\circ$$

por lo que

$$I = 0.339 I_d = 0.339 \times 320 = 108.4 \text{ A}$$

La tabla 22B resume las propiedades de los tres tipos de convertidores de rectificador estudiados. En el caso de los convertidores B y C, los límites del ángulo de activación son aquellos durante los cuales ocurre la operación de funcionamiento libre. Los valores de E_d , Φ_d , I , etc., sólo son válidos dentro de los límites establecidos. Además, se supone que la carga es resistiva.

22.10 Sistemas de tracción activados por cd

Durante años, los trenes eléctricos y trolebuses fueron diseñados para funcionar con corriente directa, debido principalmente a las propiedades especiales del motor de cd en serie. Muchos han sido modificados para aprovechar las ventajas ofrecidas por los tiristores y GTOs. Las líneas de trolebuses existentes siguen operando con corriente directa y, en algunos casos, aún se utilizan motores de cd en serie. Para modificar dichos sistemas, a bordo de los vehículos se instalaron *recortadores electrónicos* de alta potencia (vea la sección 21.37). Estos recortadores pueden controlar motores de varios cientos de caballos de fuerza con excelentes resultados. Para apreciar la mejora que ha

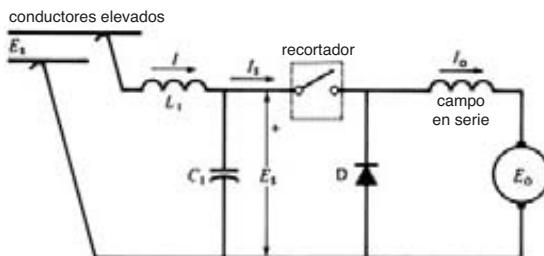
ocurrido, revisemos algunas de las características de los viejos sistemas.

Un tren equipado con, digamos, dos motores de cd, se arranca con ambos motores conectados en serie a un resistor externo. Conforme aumenta la velocidad, el resistor es suprimido poniéndolo en cortocircuito. Entonces los motores se conectan en paralelo y después se conectan en serie con otro resistor. Finalmente el último resistor es suprimido poniéndolo en cortocircuito, conforme el tren alcanza su par o momento de torsión y velocidad nominales. La secuencia de comutación produce pequeñas sacudidas, las cuales, desde luego, se repiten durante el proceso de frenado eléctrico. Aunque las sacudidas afectan la comodidad de los pasajeros, también producen resbalamientos o patinado en las vías, con la consecuente pérdida de tracción. El recortador de cd acaba con estos problemas porque permite el control suave y continuo del par o momento de torsión y la velocidad. A continuación estudiaremos algunos circuitos recortadores simples utilizados junto con los motores en serie.

La figura 22.17 muestra la armadura y el campo de un motor en serie conectado a la salida de un recortador. El voltaje de suministro E_s es tomado de dos cables elevados desnudos. El capacitor C_1 suministra los pulsos de alta corriente cuyas amplitudes son iguales a la gran corriente directa de la armadura absorbida por el motor. El inductor L_1 tiene un efecto alisador para que la corriente I absorbida de la línea elevada (o catenaria) tenga una fluctuación relativamente pequeña.

TABLA 22B PROPIEDADES DE ALGUNOS CONVERTIDORES RECTIFICADORES (CARGA RESISTIVA)

Elementos	Convertidor A	Convertidor B	Convertidor C
	De 6 pulsos trifásico	De 6 pulsos trifásico + diodo de funcionamiento libre	De semipuente
límites del ángulo de activación (α)	0 a 90°	60° a 120°	60° a 180°
voltaje de cd de salida (E_d)	$1.35 E \cos \alpha$	$1.35 E (1 - \cos [120 - \alpha])$	$0.675 E (1 + \cos \alpha)$
ángulo de desplazamiento (Φ_d)	α	$30 + \alpha/2$	$\alpha/2$
FP (desplazamiento) = $\cos \Phi_d$	$\cos \alpha$	$\cos (30 + \alpha/2)$	$\cos \alpha/2$
corriente de línea eficaz (I)	$0.816 I_d$	$I_d \sqrt{(120 - \alpha) / 90}$	$I_d \sqrt{(180 - \alpha) / 180}$
Potencia aparente total (S)	$E I \sqrt{3}$	$E I \sqrt{3}$	$E I \sqrt{3}$
Potencia activa total (P)	$E_d I_d$	$E_d I_d$	$E_d I_d$
Potencia reactiva total (Q)	$P \tan \Phi_d$	$P \tan \Phi_d$	$P \tan \Phi_d$
FP (total)	P/S	P/S	P/S

**Figura 22.17**

Motor de cd en serie controlado por un recortador. El recortador no es un interruptor como se muestra, sino un SCR comutado por medio de fuerza.

En cuanto al motor, la inductancia total de la armadura y el campo en serie es suficientemente grande para almacenar y liberar la energía requerida durante el ciclo recortador. Por consiguiente, no se requiere un inductor externo. Cuando el motor comienza a funcionar, se utiliza una baja frecuencia de recortador, por lo general de 50 Hz. Por lo general, el tiempo en estado *activo* T_a correspondiente es de 500 μ s. En algunos sistemas más viejos, T_a se mantiene constante mientras la frecuencia de conmutación varía. La frecuencia máxima (de aproximadamente 2000 Hz) es limitada por el tiempo de conmutación y desactivación de los tiristores.

La mayoría de los recortadores funcionan a frecuencia constante, pero con tiempo T_a en estado *activo* variable. En controles aún más complejos, tanto la frecuencia como T_a son variados. En estos casos, T_a puede variar desde 20 μ s hasta 800 μ s. No obstante, la operación básica del recortador permanece igual, sin importar cómo se varíen los tiempos de conmutación de activación-desactivación. Por lo tanto, el voltaje de salida E_0 del recortador está relacionado con el voltaje de entrada E_s por la ecuación

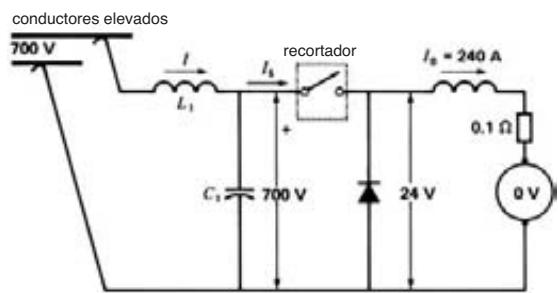
$$E_0 = E_s f T_a = D E_s \quad (21.21)$$

donde D es el ciclo de trabajo, f es la frecuencia del recortador y T_a es el tiempo en estado *activo*.

Ejemplo 22-5

Un trolebús es propulsado por un motor en serie de 150 hp, 1500 r/min y 600 V. La corriente a plena carga nominal es de 200 A y la resistencia total de la armadura y el campo es de 0.1 Ω . El trolebús es alimentado por una línea de cd de 700 V.

Un recortador controla el par o momento de torsión y la velocidad. La frecuencia del recortador varía de

**Figura 22.18a**

Vea el ejemplo 22-5.

50 Hz hasta 1600 Hz, pero el tiempo T_a en estado *activo* está fijo a 600 μ s.

- Calcule la frecuencia del recortador y la corriente absorbida de la línea cuando el motor está parado y absorbiendo una corriente de 240 A.
- Calcule la frecuencia del recortador cuando el motor suministra su salida nominal.

Solución

- Aludiendo a la figura 22.18a, la caída IR en la armadura es de $240 \text{ A} \times 0.1 \Omega = 24 \text{ V}$ y la fcm es cero porque el motor está parado.

Por consiguiente, $E_0 = 24 \text{ V}$ y $E_s = 700 \text{ V}$.

La frecuencia se calcula como sigue

$$E_0 = E_s f T_a \quad (21.14)$$

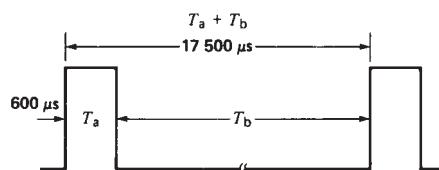
$$24 = 700 f \times 600 \times 10^{-6}$$

$$f = 57.14 \text{ Hz}$$

$$\begin{aligned} T_a + T_b &= 1/f = 1/57.14 \\ &= 17\,500 \mu\text{s} \quad (\text{Fig. 22.18b}) \end{aligned}$$

La corriente directa extraída de la catenaria es

$$\begin{aligned} I &= I_s = P/E_s = 24 \times 240/700 \\ &= 8.23 \text{ A} \end{aligned}$$

**Figura 22.18b**

Pulsos de corriente I_s extraídos de la fuente de 700 V por el recortador cuando el motor está detenido.

(Observe la corriente muy baja absorbida de la línea durante el arranque.)

- b. Con salida nominal el voltaje a través de las terminales del motor es de 600 V (Fig. 22.19a). Por consiguiente, la frecuencia requerida es

$$E_0 = E_s f T_a$$

$$600 = 700 f \times 600 \times 10^{-6}$$

$$f = 1429 \text{ Hz}$$

$$\begin{aligned} T_a + T_b &= 1/f = 1/1429 \\ &= 700 \mu\text{s} \quad (\text{Fig. 22.19b}) \end{aligned}$$

La corriente de línea I es

$$\begin{aligned} I &= I_s = P/E_s \\ &= 600 \times 200/700 \\ &= 171 \text{ A} \end{aligned}$$

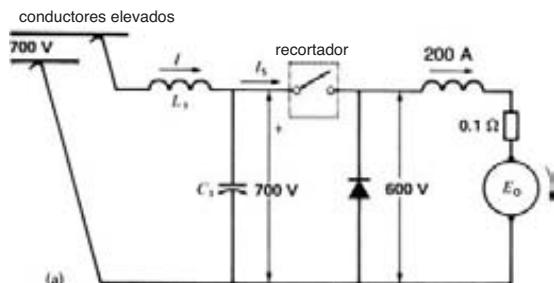


Figura 22.19a

Condiciones cuando el motor está funcionando a par o momento de torsión y velocidad nominales.

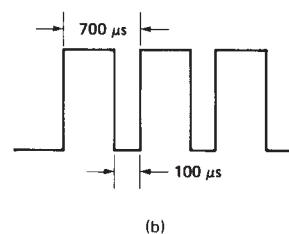


Figura 22.19b

Pulsos de corriente I_s correspondientes extraídos de la fuente de 700 V por el recortador.

Ejemplo 22-6

Remitiéndose al ejemplo 22-5 y la figura 22.18a, calcule el valor pico de las corrientes I_s e I cuando el motor está parado.

Solución

- Aunque el valor promedio de I_s es de 8.23 A, su valor pico es de 240 A. La corriente fluye en una serie de breves pulsos puntiagudos. En cambio, la corriente I_o de la armadura se mantiene constante en 240 A.
- El valor promedio de la corriente de línea I es de 8.23 A. El voltaje a través del capacitor fluctúa, por lo que la corriente I también lo hará ya que la inductancia del inductor L_1 no es infinita. Por consiguiente, el valor pico de I será un poco mayor que el valor promedio.

22.11 Control de un motor por medio de un convertidor de comutación de cd a cd

En la sección 21.42 estudiamos el convertidor de cd a cd en cuatro cuadrantes, que es sumamente adecuado para controles de motores de cd. Considere la figura 22.20 en la cual una fuente trifásica se convierte en cd mediante un rectificador de 6 pulsos no controlado. La salida de cd se aplica a un convertidor de comutación en cuatro cuadrantes vía un filtro L_d , C . El convertidor se compone de interruptores IGBT Q1, Q2, Q3, Q4 y sus diodos asociados. Sus terminales de salida A, B están conectadas a la armadura de un motor de cd. Ésta se compone de la resistencia R_a , la inductancia L_a y la fcm E_o . El campo en derivación es excitado por una fuente aparte (no mostrada).

Las corrientes I_1 , I_2 e I_a representan valores instantáneos. Se supone que la corriente I_d suministrada por el rectificador es constante y sin fluctuaciones. Conforme avancemos haremos distinciones entre valores instantáneos y promedio o cd.

Podríamos analizar el control en función de ecuaciones simbólicas, pero este método algebraico carece del interés e impacto del uso de valores numéricos. Por consiguiente, utilizaremos dos ejemplos para ilustrar los valores que entran en juego en un control de cd. El primero examina el sistema cuando el motor opera a plena carga. El segundo cubre su comportamiento en condiciones de frenado dinámico.

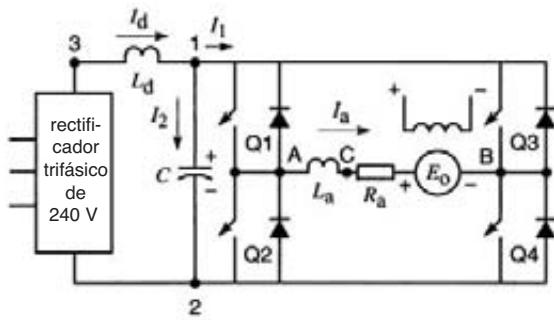


Figura 22.20
Motor de cd controlado por un convertidor de cd a cd en cuatro cuadrantes.

Ejemplo 22-7

Un motor de cd de 25 hp, 250 V y 900 r/min está conectado a un convertidor de cd a cd que opera a una frecuencia de conmutación de 2 kHz. El convertidor es alimentado por un rectificador de 6 pulsos conectado a una línea trifásica de 240 V y 60 Hz (Fig. 22.21a). Un capacitor C de $500 \mu\text{F}$ y un inductor L_d actúan como filtros. La resistencia y la inductancia de la armadura son de $150 \text{ m}\Omega$ y 4 mH , respectivamente. La corriente directa nominal de la armadura es de 80 A. Queremos determinar lo siguiente:

- El ciclo de trabajo requerido cuando el motor desarrolla su par o momento de torsión nominal a velocidad nominal.
- La forma de onda de las corrientes I_1 , I_2 e I_a .
- La forma de onda de los voltajes E_{12} y E_{AB} .

Solución

El rectificador trifásico produce un voltaje de cd E_d dado por

$$E_d = 1.35 E \\ = 1.35 \times 240 \text{ V} = 324 \text{ V} \quad (21.4)$$

Este voltaje aparece entre las terminales de entrada 1, 2 del convertidor.

Para producir los 250 V nominales a través de la armadura, tenemos que ajustar el ciclo de trabajo del convertidor como corresponda. La ecuación 21.24 da la relación:

$$\text{voltaje de salida} = \text{voltaje de entrada} \times (2D - 1)$$

$$E_{LL} = E_H (2D - 1) \quad (21.24)$$

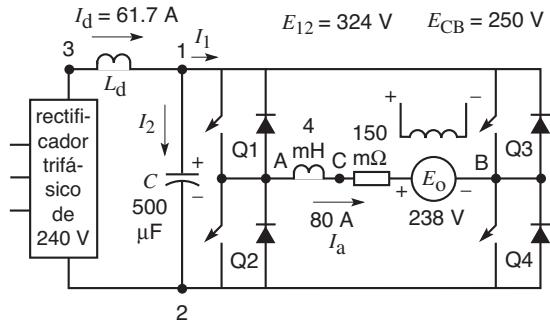


Figura 22.21a
Vea el ejemplo 22-7.

por lo tanto,

$$250 = 324 (2D - 1)$$

así que,

$$D = 0.886$$

Los 250 V aparecen entre las terminales A, B (Fig. 22.21a).

Debido a que el motor desarrolla su par o momento de torsión nominal, la armadura absorbe su corriente nominal, es decir, 80 A. La caída de voltaje en la resistencia de la armadura es

$$80 \text{ A} \times 0.15 \Omega = 12 \text{ V}$$

Por consiguiente, el voltaje inducido en la armadura, o fcem, a 900 r/min es,

$$E_o = 250 - 12 = 238 \text{ V}$$

La entrada de potencia de cd al motor es

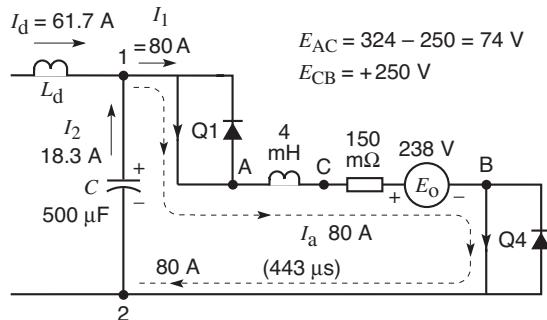
$$P = 250 \text{ V} \times 80 \text{ A} = 20000 \text{ W}$$

Omitiendo las pérdidas en el convertidor y recordando que la salida de cd del rectificador es de 324 V, entonces la corriente I_d está dada por

$$324 I_d = 20000 \\ I_d = 61.7 \text{ A}$$

La frecuencia del convertidor es de 2 kHz, así que el periodo de un ciclo es

$$T = 1/f = 1/2000 = 500 \mu\text{s}$$

**Figura 22.21b**

Circuito cuando Q1 y Q4 están “activados”. La corriente I_a se está incrementando. $E_{CA} = -74$ V.

Los tiempos en estados *activo* e *inactivo* de Q1 (y Q4) son, respectivamente,

$$T_a = DT = 0.886 \times 500 = 443 \mu\text{s}$$

$$T_b = 500 - 443 = 57 \mu\text{s}$$

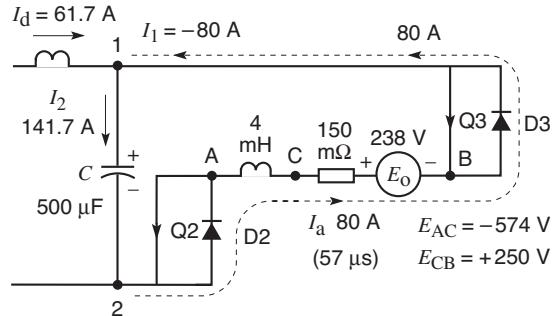
Entonces los tiempos en estados activo e inactivo de Q2 (y Q3) son de 57 μs y 443 μs .

Recordemos que Q1 y Q4 operan simultáneamente, seguidos por Q2 y Q3, los cuales también se abren y se cierran simultáneamente.

Cuando Q1 y Q4 están conduciendo, la corriente de la armadura sigue la trayectoria mostrada en la figura 22.21b. Ésta dura 443 μs y durante este tiempo $I_1 (= 80 \text{ A})$ fluye en la dirección positiva. Sin embargo, observe que el rectificador sólo suministra 61.7 A, mientras que la corriente de la armadura es de 80 A. Por lo tanto, la diferencia $(80 - 61.7) = 18.3 \text{ A}$ debe provenir del capacitor. El capacitor se descarga, causando así que su voltaje se reduzca una cantidad ΔE dada por

$$\Delta E = Q/C = 18.3 \text{ A} \times 443 \mu\text{s}/500 \mu\text{F} = 16 \text{ V}$$

Entonces Q1 y Q4 se abren durante 57 μs . Durante este intervalo Q2 y Q3 están cerrados (Fig. 22.21c), pero no pueden conducir la corriente de la armadura porque está fluyendo opuesta a la dirección permitida por estos IGBTs. Sin embargo, la corriente *debe* continuar fluyendo debido a la inductancia de la armadura. Afortunadamente, los diodos D2 y D3 asociados con Q2 y Q3 ofrecen una trayectoria como se muestra en la figura. Observe que $I_1 (= 80 \text{ A})$ ahora fluye ha-

**Figura 22.21c**

Circuito cuando D2 y D3 están conduciendo. La corriente I_a está disminuyendo.

cia la terminal 1, en la dirección opuesta que tenía en la figura 22.21b.

Mientras tanto, I_a corriente I_d suministrada por el rectificador continúa fluyendo sin cambios por la presencia del inductor L_d . Como resultado, según la ley de la corriente de Kirchhoff (KCL), la corriente I_2 debe fluir hacia el capacitor y su valor es $(80 + 61.7) = 141.7 \text{ A}$. Esto enfatiza la necesidad de tener un capacitor en el circuito. Sin él, el flujo de la corriente de la armadura se inhibiría durante este intervalo de 57 μs . El capacitor se carga y el incremento del voltaje ΔE es

$$\Delta E = Q/C = 141.7 \text{ A} \times 57 \mu\text{s}/500 \mu\text{F} = 16 \text{ V}$$

Observe que el incremento del voltaje a través del capacitor durante el intervalo de 57 μs es exactamente igual a la disminución durante el intervalo de 443 ms. Así, la fluctuación de pico a pico a través del capacitor es de 16 V. Por lo tanto, el voltaje entre los puntos 1 y 2 fluctúa entre $(324 + 8) = 332 \text{ V}$ y $(324 - 8) = 316 \text{ V}$. Esta fluctuación de 2.5% no afecta la operación del motor.

Examinemos ahora con más detalle la corriente de la armadura, en particular lo referente a la fluctuación. En la figura 22.21b el voltaje a través de la inductancia de la armadura se determina aplicando la ley del voltaje de Kirchhoff (KVL):

$$E_{AC} + E_{CB} + E_{B2} + E_{21} + E_{1A} = 0$$

$$E_{AC} + 250 + 0 - 324 + 0 = 0$$

Por lo tanto

$$E_{AC} = 74 \text{ V}$$

En consecuencia, los volt-segundos acumulados durante este intervalo de $443 \mu\text{s}$ son de $74 \times 443 = 32782 \mu\text{s}\cdot\text{V}$. El incremento resultante de la corriente de la armadura ΔI_a es

$$\Delta I_a = A/L_a = 32782 \times 10^{-6}/0.004 = 8 \text{ A} \quad (2.28)$$

A continuación, considere la figura 22.21c. El voltaje a través de la inductancia de la armadura se determina otra vez aplicando la KVL:

$$E_{AC} + E_{CB} + E_{B1} + E_{12} + E_{2A} = 0$$

$$E_{AC} + 250 + 0 + 324 + 0 = 0$$

Por consiguiente, $E_{AC} = -574 \text{ V}$. Este voltaje negativo disminuye de inmediato la corriente de la armadura. La disminución durante el intervalo de $57 \mu\text{s}$ está dada por

$$\Delta I_a = 574 \times 57 \times 10^{-6}/0.004 = 8 \text{ A} \quad (2.28)$$

La disminución de 8 A durante el intervalo de $57 \mu\text{s}$ es exactamente igual al incremento durante el intervalo previo de $443 \mu\text{s}$. Por lo tanto, la fluctuación de pico a pico es de 8 A, lo que significa que la corriente de la armadura fluctúa entre $(80 + 4) = 84 \text{ A}$ y $(80 - 4) = 76 \text{ A}$. La figura 22.21d muestra las formas de onda de los diversos voltajes y corrientes.

Ejemplo 22-8

Consideremos ahora la cuestión del frenado dinámico. Utilizaremos el motor del ejemplo 22-7 y supondremos que está funcionando a 900 r/min en el momento en que se aplica el freno. También supondremos que la inercia del motor y su carga es muy grande. En consecuencia, la velocidad no puede cambiar con rapidez. La conexión entre el convertidor y el rectificador de 6 pulsos se elimina y se conecta una resistencia de frenado de 20Ω entre las terminales 1 y 2, junto con el capacitor de $500 \mu\text{F}$ (Fig. 22.22). Daremos por hecho que es suficiente un par o momento de torsión de frenado igual a 75 por ciento del par o momento de torsión nominal. Así, la corriente de la armadura requerida es de $0.75 \times 80 \text{ A} = 60 \text{ A}$. La frecuencia de conmutación permanece sin cambio a 2 kHz. Deseamos determinar lo siguiente:

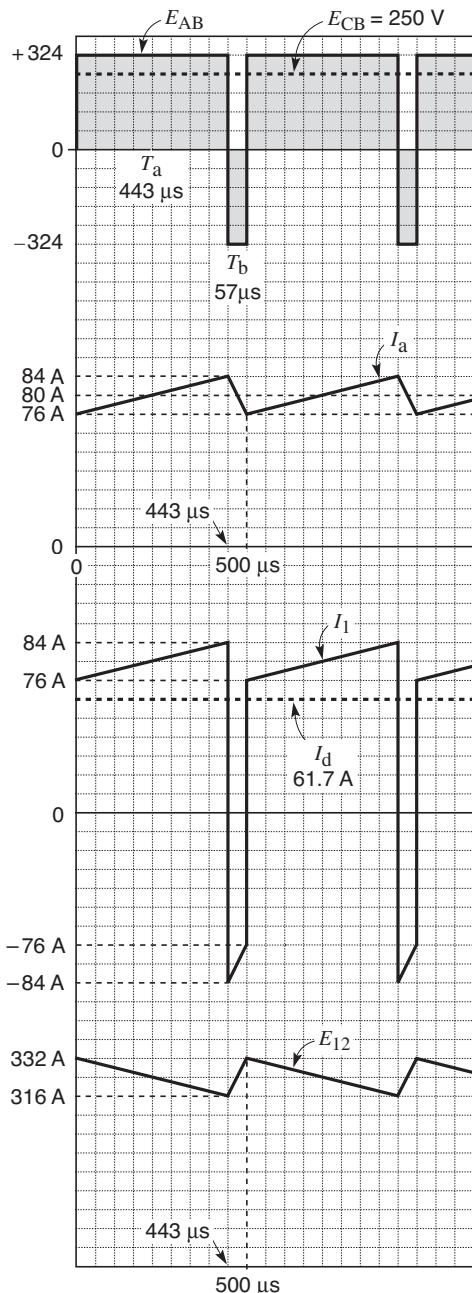
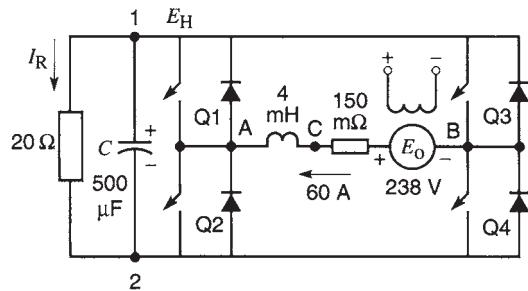


Figura 22.21d
Formas de onda de corrientes y voltajes
del ejemplo 22-7.

**Figura 22.22**

Frenado dinámico. Vea el ejemplo 22-8.

- El voltaje a través del resistor.
- El ciclo de trabajo requerido.
- El comportamiento de frenado del sistema.

Solución

- Como el motor está funcionando a 900 r/min en el momento en que se aplica el frenado, el voltaje E_0 inducido permanece en 238 V. Sin embargo, ahora el motor debe operar como generador, así que la corriente de frenado de 60 A fluye hacia afuera de la terminal (+), como se muestra en la figura 22.22.

La caída de voltaje a través de la resistencia de la armadura es de $0.15 \Omega \times 60 \text{ A} = 9 \text{ V}$.

La caída de voltaje entre las terminales A, B es $(238 - 9) = 229 \text{ V}$, el cual es el voltaje de salida promedio E_{LL} del convertidor.

Para calcular el voltaje de entrada de cd E_H entre las terminales 1, 2 del convertidor, razonamos como sigue:

Debido a la gran inercia, la velocidad permanecerá esencialmente constante a 900 r/min durante, por ejemplo, 10 ciclos de la frecuencia de conmutación del convertidor.

La salida de potencia del generador durante este periodo de 10 ciclos es igual a la potencia absorbida por el resistor de frenado de 20Ω . Por lo tanto,

$$229 \text{ V} \times 60 \text{ A} = (E_H)^2 / 20 \Omega$$

así que $E_H = E_{12} = 524 \text{ V}$

Este voltaje es mucho más alto que el voltaje de operación previo de 324 V. En realidad es una ventaja porque el voltaje más alto impide automáticamente que el rectificador de entrada siga alimentando potencia al sistema de control.

Por otra parte, el voltaje no debe ser demasiado alto, ya que podría exceder la capacidad de los dispositivos IGBT de conmutación.

La corriente promedio en el resistor es $524 \text{ V}/20 \Omega = 26 \text{ A}$.

- Conociendo los voltajes de entrada y salida del convertidor podemos determinar el valor del ciclo de trabajo:

$$E_{LL} = E_H(2D - 1) \quad (21.24)$$

$$229 = 524(2D - 1)$$

Por consiguiente

$$D = 0.72$$

Así, los tiempos en estados *activo* e *inactivo* de Q1 (y Q4) son,

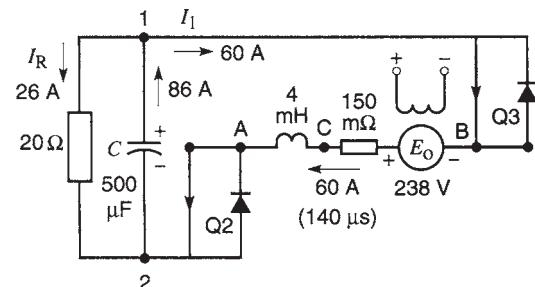
$$T_a = DT = 0.72 \times 500 = 360 \mu\text{s}$$

$$T_b = 500 - 360 = 140 \mu\text{s}$$

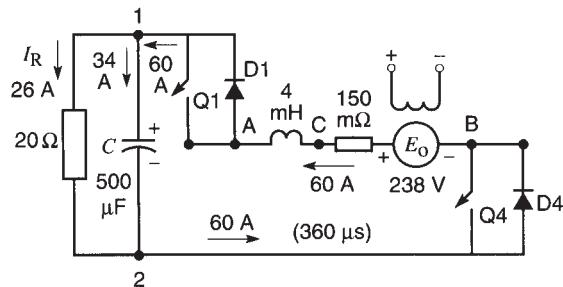
Por lo tanto, los tiempos en estado *activo* e *inactivo* de Q2 (y Q3) son de $140 \mu\text{s}$ y $360 \mu\text{s}$. Q1 y Q4 siguen operando simultáneamente, como Q2 y Q3.

Cuando Q2 y Q3 se cierran, la corriente de la armadura sigue la trayectoria mostrada en la figura 22.23. Ésta dura $140 \mu\text{s}$ y durante este tiempo $I_1 (= 60 \text{ A})$ fluye hacia afuera de la terminal 1. La corriente en el resistor sigue siendo de 26 A. Por lo tanto, una corriente de $(60 + 26) = 86 \text{ A}$ debe provenir del capacitor. Éste se descarga y su voltaje se reduce en una cantidad E dada por

$$\Delta E = Q/C = 86 \text{ A} \times 140 \mu\text{s} / 500 \mu\text{F} = 24 \text{ V}$$

**Figura 22.23**

La corriente fluye a través de los IGBTs Q2 y Q3.

**Figura 22.24**

La corriente fluye a través de los diodos D1 y D4.

Luego, cuando Q2, Q3 se abren y Q1, Q4 se cierran, la corriente tiene que circular vía los diodos D1 y D4 (Fig. 22.24). Aplicando la KCL, una corriente de $(60 - 26) = 34$ A debe fluir hacia el capacitor durante $360 \mu\text{s}$. El incremento resultante del voltaje es

$$\Delta E = Q/C = 34 \text{ A} \times 360 \mu\text{s}/500 \mu\text{F} = 24 \text{ V}$$

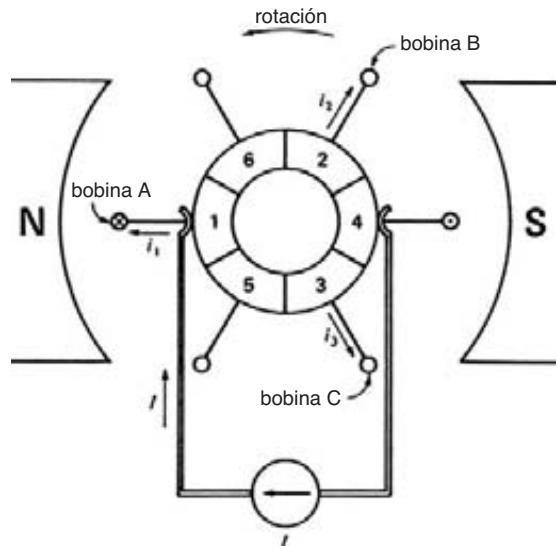
Así pues, el incremento de voltaje durante $360 \mu\text{s}$ es exactamente igual a la disminución durante los $140 \mu\text{s}$ restantes del ciclo de conmutación. El voltaje a través del resistor fluctúa entre $524 + 12 = 536 \text{ V}$ y $524 - 12 = 512 \text{ V}$.

Este ejemplo muestra que el convertidor puede transferir potencia al resistor de frenado pasivo. Al hacerlo, el motor se desacelerará y el voltaje entre las terminales A, B disminuirá progresivamente. Ajustando continuamente el ciclo de trabajo durante el periodo de desaceleración, es posible mantener la corriente de frenado de 60 A hasta que la velocidad sea sólo una fracción de su valor nominal. Desde luego, este ajuste se realiza automáticamente por medio de un circuito de control electrónico.

22.12 Introducción a los motores de cd sin escobillas

Algunos controles electrónicos implican motores de cd que no se parecen en nada a las máquinas de cd. La razón es que el conmutador rotatorio usual es reemplazado por un convertidor electrónico estacionario. A continuación analizaremos la teoría en la que se basan estas llamadas máquinas de cd “sin escobillas”.

Considere un motor de cd de dos polos que tiene tres bobinas de armadura independientes A, B y C separadas 120° entre sí (Fig. 22.25). Los dos extremos

**Figura 22.25**

Motor de cd alimentado por corriente especial.

de cada bobina están conectados a segmentos diametralmente opuestos de un conmutador de 6 segmentos. Dos escobillas angostas están conectadas a una fuente de *corriente constante* que alimenta sucesivamente a las bobinas conforme gira la armadura. Un imán permanente N, S crea el campo magnético.

Con la armadura en la posición mostrada, fluye corriente en la bobina A y el par o momento de torsión resultante hace que la armadura gire en sentido contrario al de las manecillas del reloj. En cuanto se rompe el contacto con esta bobina, inmediatamente se establece en la siguiente bobina. Por consiguiente, los conductores que están frente al polo N siempre conducen corrientes que fluyen hacia adentro de la página, mientras que los que están frente al polo S conducen corrientes que fluyen hacia afuera de la página (hacia el lector). Por consiguiente, el par o momento de torsión del motor es continuo y puede ser expresado por

$$T = kIB \quad (22.7)$$

donde

T = par o momento de torsión del motor [N·m]

I = corriente en los conductores [A]

B = densidad de flujo promedio que circunda los conductores que conducen corriente [T]

k = una constante que depende del número de vueltas por bobina y del tamaño de la armadura

Si la corriente y la densidad de flujo son fijas, el par o momento de torsión resultante también es fijo, independientemente de la velocidad del motor.

Los segmentos de conmutador son de 60° de ancho; en consecuencia, la corriente en cada bobina fluye en pulsos de 60° . Además, la corriente de cada bobina se invierte cada vez que la bobina realiza media vuelta (Fig. 22.26). La naturaleza alterna de la corriente es de crucial importancia. Si la corriente no alterna, el par o momento de torsión desarrollado por cada bobina actuaría primero en una dirección y luego en la dirección opuesta, a medida que girara la armadura. El par o momento de torsión neto sería cero, así que el motor no desarrollaría potencia.

La figura 22.26 muestra que las corrientes alternas en las tres bobinas están desfasadas 120° . Por consiguiente, la armadura se comporta como si fuera excitada por una fuente trifásica. La única diferencia es que las formas de onda de la corriente son rectangulares en lugar de sinusoidales. Básicamente, el conmutador actúa como convertidor mecánico ya que cambia la corriente directa de la fuente de cd a corriente alterna en las bobinas. La frecuencia de la corriente está dada por

$$f = pn/120 \quad (22.8)$$

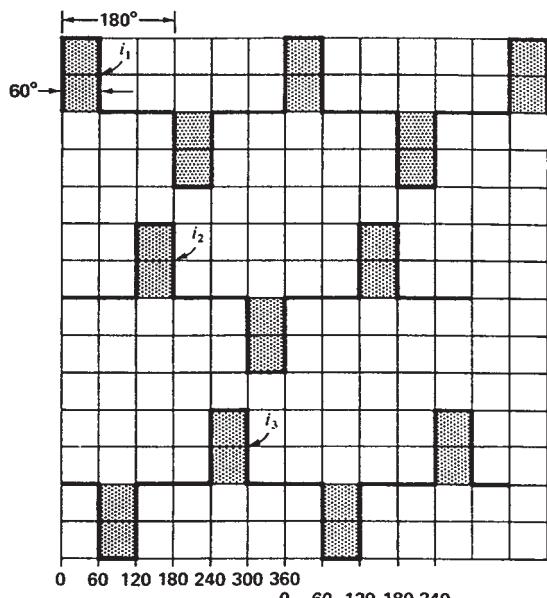


Figura 22.26

La corriente directa cambia a corriente alterna en las bobinas.

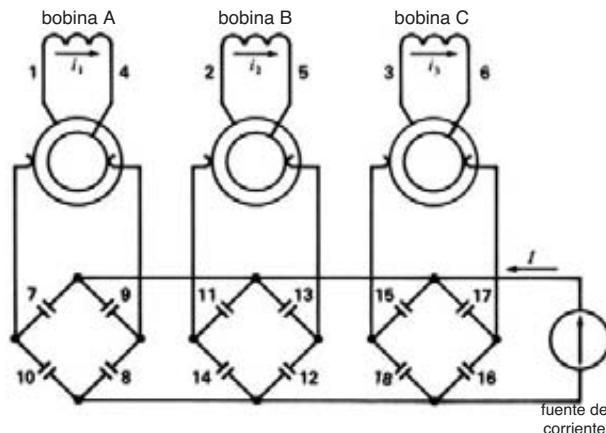
donde p es el número de polos y n es la velocidad (r/min). La frecuencia en las bobinas está relacionada automáticamente con la velocidad del motor porque mientras más rápido gire la máquina, más rápido cambiará el conmutador de una bobina a la siguiente. En otras palabras, el conmutador genera una corriente alterna en las bobinas cuya frecuencia es tal que se desarrolla un par o momento de torsión positivo a todas las velocidades.

Conforme giran las bobinas, cortan el campo magnético creado por los polos N, S. Por consiguiente, se induce un voltaje de ca en cada bobina y su frecuencia también está dada por la ecuación 22.8. Además, los voltajes están mutuamente desplazados 120° por la forma en que las bobinas están montadas en la armadura. Los voltajes de ca inducidos aparecen como un voltaje de cd entre las escobillas. La razón es que las escobillas siempre están en contacto con las bobinas que se están moviendo en la misma dirección a través del campo magnético; por consiguiente, la polaridad siempre es la misma (vea la sección 4.2).

Si las escobillas estuvieran conectadas a una *fuente de voltaje* de cd E , la armadura se aceleraría hasta que el voltaje inducido E_0 fuera casi igual a E (sección 5.2). ¿Qué determina la velocidad cuando la armadura es alimentada por una *fuente de corriente*, como en este caso? La velocidad se incrementará hasta que el par o momento de torsión de la carga sea igual al par o momento de torsión desarrollado por el motor. Por lo tanto, mientras que la velocidad de una armadura alimentada por voltaje depende del equilibrio entre el voltaje inducido y el voltaje aplicado, la velocidad de una armadura *alimentada por corriente* depende del equilibrio entre el par o momento de torsión del motor y el par o momento de torsión de la carga. El par o momento de torsión de una carga mecánica siempre se eleva a medida que se incrementa la velocidad. Por consiguiente, para un par o momento de torsión de motor dado, siempre se alcanza un estado de equilibrio de par o momento de torsión, a condición de que la velocidad sea suficientemente alta. Debemos tener cuidado de que los motores alimentados por corriente no se embalen al suprimir el par o momento de torsión de la carga.

22.13 Reemplazo del conmutador por interruptores inversores

Reconociendo que cada bobina mostrada en la figura 22.25 conduce una corriente alterna, podemos eliminar el conmutador conectando cada bobina a un par de anillos colectores y sacando los conductores para conectarlos a un juego de interruptores inversores mecá-

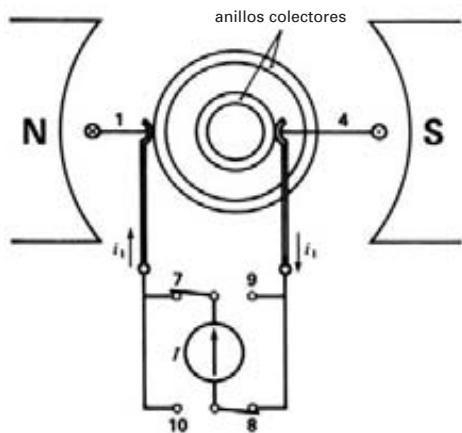
**Figura 22.27**

El conmutador puede ser reemplazado por un conjunto de interruptores mecánicos y un juego de anillos colectores.

nicos (Fig. 22.27). Cada interruptor tiene cuatro contactos normalmente abiertos. Considerando la bobina A, por ejemplo, los contactos 7 y 8 del interruptor están cerrados durante el intervalo de 60° cuando el lado 1 de la bobina está frente al polo N (Fig. 22.28). Entonces se abren los contactos durante 120° hasta que el lado 4 de la bobina queda frente al polo N, donde los contactos 9 y 10 se cierran durante 60° . Por consiguiente, sincronizando el interruptor con la *posición* de la bobina A, obtenemos el mismo resultado que si utilizáramos un conmutador.

Las bobinas B y C operan de la misma manera, pero son energizadas en diferentes momentos. La figura 22.27 muestra cómo está conectado el arreglo de 12 contactos y 6 anillos colectores a la fuente de corriente. En realidad, los interruptores inversores actúan como un inversor mecánico trifásico, pues transforman potencia de cd en potencia de ca. Los anillos colectores simplemente proporcionan el contacto eléctrico entre la armadura rotatoria, los interruptores estacionarios y la fuente de potencia de cd.

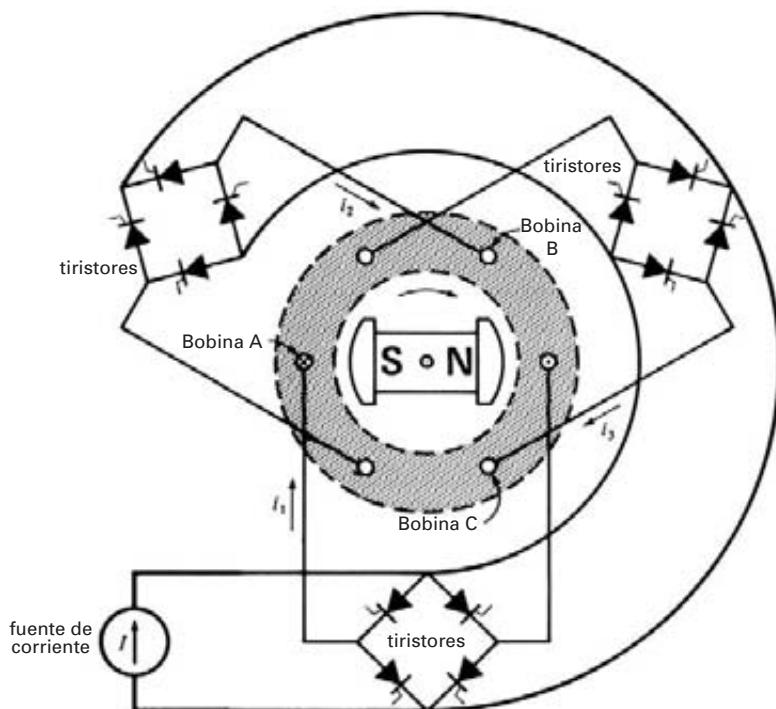
Obviamente, el arreglo de conmutación de la figura 22.27 es más complejo que el conmutador original. No obstante, podemos simplificar las cosas inmovilizando la armadura y permitiendo que los imanes permanentes giren. Haciendo que la máquina gire literalmente en reversa, podemos eliminar los 6 anillos colectores. Luego, como paso final, podemos reemplazar cada contacto por un tiristor GTO (Fig. 22.29). Los 12 tiristores son activados por señales de compuerta que dependen de la posición instantánea del rotor giratorio.

**Figura 22.28**

Círculo que muestra cómo es controlada la corriente en la bobina A.

El motor de cd de la figura 22.29 se ve tan diferente del de la figura 22.25 que nunca sospecharíamos que tienen las mismas propiedades, y no obstante las tienen. Por ejemplo

- Si incrementamos la corriente directa I o la intensidad de campo de los polos N, S, se incrementa el par o momento de torsión y, por consiguiente, también la velocidad.
- Si desplazamos las escobillas contra la dirección de rotación de la figura 22.25, la corriente comenzará a fluir en cada bobina un poco más rápido que antes. Por consiguiente, la corriente alterna en cada bobina se *adelantará* al voltaje de ca inducido a través de sus terminales. Podemos producir exactamente el mismo efecto activando los tiristores un poco más rápido en la figura 22.29. En estas circunstancias, la máquina suministra potencia a los tres puentes de tiristor al mismo tiempo que absorbe potencia activa de ellos.
- Si desplazamos las escobillas 180° , la corriente en cada *bobina* fluye en la dirección opuesta a la mostrada en la figura 22.25. Sin embargo, el voltaje inducido en cada bobina permanece sin cambios porque depende sólo de la velocidad y dirección de la rotación. Por consiguiente, la máquina se transforma en generador y retroalimenta potencia de cd a la fuente de corriente.

**Figura 22.29**

Ahora la armadura es el estator y los interruptores fueron reemplazados por tiristores.

Obtenemos el mismo resultado si activamos los tiristores 180° después en la figura 22.29. Entonces los tiristores se comportan como rectificadores que retroalimentan potencia a la fuente de corriente directa.

Ahora está claro que las máquinas de las figuras 22.25 y 22.29 se comportan igual. La única diferencia entre ellas es que una está equipada con un commutador mecánico rotatorio, mientras que la otra tiene un commutador electrónico estacionario compuesto de 12 tiristores. Activando los tiristores antes o después, producimos el mismo efecto que desplazando las escobillas.

22.14 Motor síncrono como máquina de cd sin escobillas

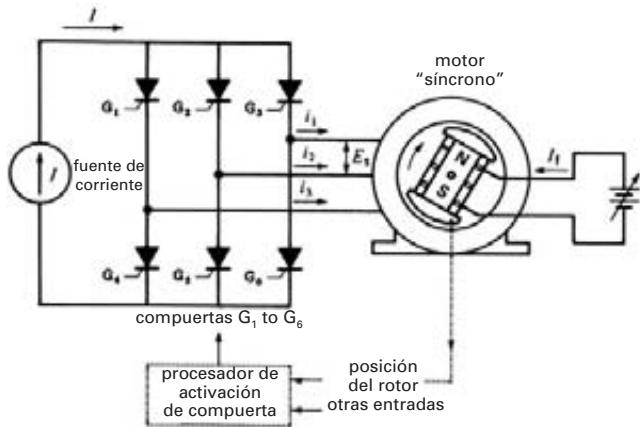
El motor de campo rotatorio de la figura 22.29 está construido como un motor síncrono trifásico. Sin embargo, por la forma en que recibe su potencia de ca, se

comporta como una máquina de cd “sin escobillas”. Esto tiene un profundo efecto en su desempeño.

En primer lugar, el “motor síncrono” nunca pierde la sincronía porque la frecuencia del estator no está fija, sino que cambia automáticamente con la velocidad. La razón es que las compuertas de los SCRs son activadas por una señal que depende de la posición instantánea del rotor. Por la misma razón, la máquina no tiende a oscilar o variar cuando se ve sometida a cambios de carga repentinos.

En segundo lugar, el ángulo de fase entre la corriente alterna en un devanado y el voltaje de ca a través de él se puede modificar alterando la temporización de los pulsos de compuerta. Esto permite que el motor síncrono opere con un factor de potencia adelantado, retrasado o unitario.

En tercer lugar, como el ángulo de fase entre los voltajes y corrientes respectivos se puede controlar totalmente, la máquina puede incluso funcionar como generador y retroalimenta potencia a la fuente de corriente directa. Los puentes de tiristor operan entonces como rectificadores.

**Figura 22.30**

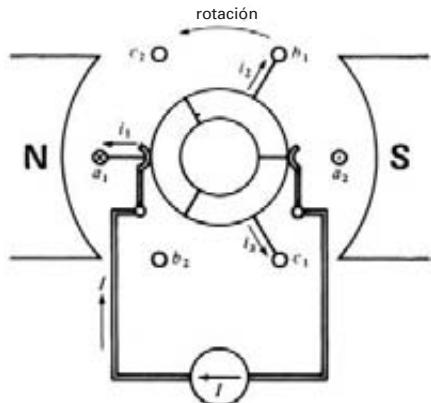
Motor de cd sin escobillas controlado por un convertidor.

Las corrientes i_1 , i_2 , i_3 en la figura 22.29 fluyen sólo durante intervalos de 60 grados, como lo hacían en la máquina de cd original. En la práctica, podemos duplicar el periodo de conducción a 120° , conectando las bobinas en Y y excitándolas con un convertidor de 6 pulsos trifásico (Fig. 22.30). Esto reduce el número de tiristores a la mitad. Además, mejora la capacidad de conducción de corriente de los devanados porque la duración del flujo de corriente se duplica. La activación de compuertas depende otra vez de la posición del rotor. El ángulo de fase entre el voltaje de línea E_s y la corriente de línea I se modifica activando las compuertas más rápido o con más lentitud. En el circuito de la figura 22.30, el factor de potencia del motor tiene que estar un poco adelantado para proporcionar la potencia reactiva absorbida por el convertidor.

Cabe señalar que el convertidor y el motor de la figura 22.30 podrían ser reemplazados por el motor de cd mostrado en la figura 22.31. Las bobinas de la armadura están conectadas en Y y los tres conductores están soldados a un conmutador de 3 segmentos. Los voltajes y corrientes respectivos son idénticos en las dos figuras.

22.15 Motor síncrono estándar y máquina de cd sin escobillas

Podemos hacer que la máquina mostrada en la figura 22.30 funcione como motor síncrono convencional aplicando una frecuencia fija a las compuertas SCR.

**Figura 22.31**

Este motor de cd elemental es equivalente a todo el circuito de la figura 22.30.

En estas condiciones, la entrada al procesador de activación de compuerta ya no depende de la posición o velocidad del rotor.

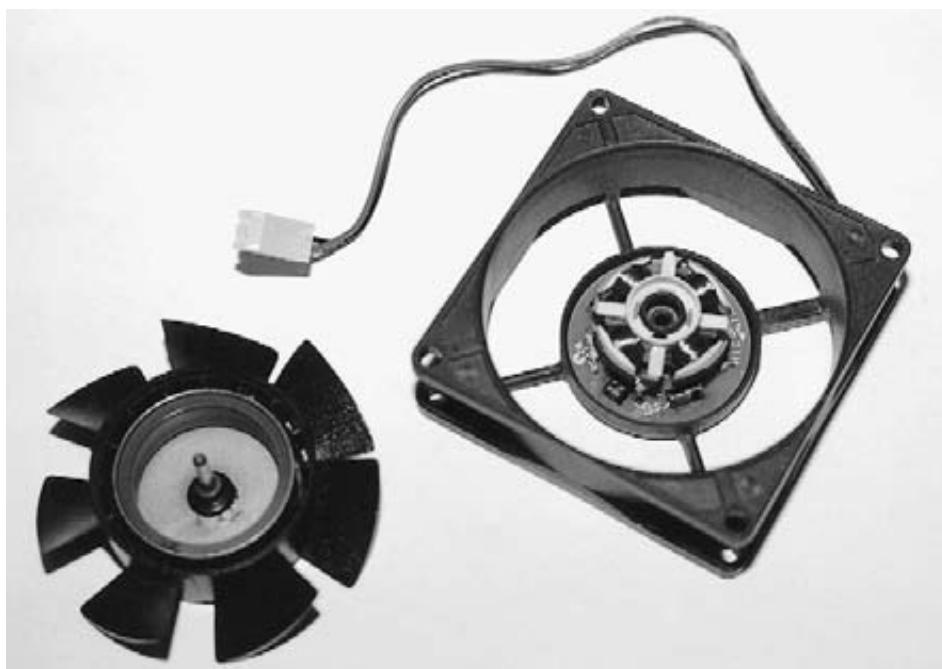
Obviamente, el comportamiento de la máquina como motor de cd sin conmutador depende entonces de la forma en que se activan las compuertas. Si la frecuencia de activación es constante, la máquina actúa como motor síncrono. En cambio, si la frecuencia de activación depende de la velocidad del rotor, se comporta como un motor de cd sin conmutador.*

22.16 Aplicación práctica de un motor de cd sin escobillas

En la figura 22.32 se ilustra una aplicación práctica del motor de cd sin escobillas. Este pequeño ventilador, de 12 V de cd tiene una salida de sólo 1 W. A pesar de su construcción miniatura, representa conceptos de tecnología de punta que reflejan la teoría que acabamos de estudiar.

El motor es una máquina síncrona de imán permanente en la cual la armadura es estacionaria y el campo gira. La armadura tiene cuatro polos salientes y dos juegos de bobinas idénticas, A, A y B, B. Las bobi-

* Los lectores familiarizados con la teoría de la retroalimentación reconocerán que la distinción básica entre las dos máquinas es que una funciona en lazo abierto y la otra en lazo cerrado.

**Figura 22.32**

Este ventilador miniatura, de 1 W, 12 V de cd y 2500 r/min, es impulsado por un motor de cd sin escobillas. El impulsor de 7 aspas a la izquierda contiene un imán circular permanente de 4 polos que constituye el campo rotatorio. La armadura estacionaria del lado derecho consta de cuatro bobinas que son conmutadas por un interruptor electrónico. El interruptor es sincronizado por un detector sensible a la posición; juntos se comportan como un par de escobillas montadas sobre un conmutador de 4 segmentos.

nas A, A están conectadas de modo que produzcan dos polos cuando son excitadas, como se muestra en la figura 22.33. Como resultado, se crean dos polos sur consecuentes (S_c en la figura). Lo mismo sucede con las bobinas B, B: cuando son excitadas, crean dos polos N donde estaban los dos polos S_c consecuentes. Los juegos de bobinas A, A y B, B estacionarios son excitados en secuencia durante lapsos de tiempo iguales por dos interruptores electrónicos. Por consiguiente, se trata de un motor de cd sin escobillas que en realidad es un motor síncrono bifásico.

El rotor tiene cuatro polos magnéticos permanentes y se supone que gira en el sentido de las manecillas del reloj. Un dispositivo captador estacionario H detecta la presencia sucesiva de los polos N y S conforme el rotor pasa enfrente de él. Si el dispositivo se ve sometido a la influencia de un polo N rotatorio, como se muestra en la figura 22.33, produce una señal que hace que uno de los interruptores electrónicos excite el juego de bobinas A, A. Esto produce un momento de

torsión magnético en el sentido de las manecillas del reloj entre el rotor y los polos del estator, con lo cual se mantiene la rotación en el sentido de las manecillas del reloj. El patrón de flujo en este momento se muestra en la figura.

Por otra parte, cuando H queda momentáneamente bajo un polo S, hace que el otro interruptor se cierre, lo cual excita el juego de bobinas B, B y desenergiza el juego de bobinas A, A. Esto también produce un par o momento de torsión en el sentido de las manecillas del reloj. Por consiguiente, la acción de conmutación sucesiva de un juego de bobinas al otro mantiene el rotor en movimiento. Gracias a la presencia del dispositivo captador (el cual actúa como un detector de posición), la frecuencia de conmutación siempre está relacionada con la velocidad de rotación.

La figura 22.34 muestra el convertidor conmutador que genera potencia bifásica. Consiste en dos transistores Q1 y Q2 que se comportan como interruptores. La base de Q1 recibe las señales del dispo-

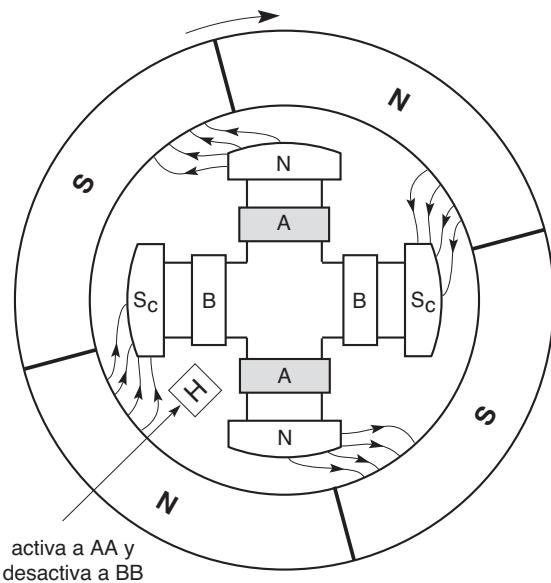


Figura 22.33

Construcción de un motor de cd sin escobillas de 12 V y 1 W para ventilador. La estructura de las bobinas es estacionaria. En este instante, el detector Hall activa las bobinas A y desactiva las B.

sitivo captador H. Éste es en realidad un detector de efecto Hall, el cual produce un voltaje de aproximadamente +2 V cuando se encuentra bajo la influencia de un polo N. El voltaje de la señal es cero en la presencia de un polo S. Los capacitores de $2.2 \mu\text{F}$ absorben la energía inductiva liberada cada vez que se desenergizan las bobinas.

La figura 22.34 también muestra la forma de onda de las corrientes en los juegos de bobinas. Un ciclo dura unos 12 ms, lo que corresponde a media vuelta. La frecuencia es, por consiguiente, $1/0.012 = 83.3 \text{ Hz}$ y la velocidad es de 2500 r/min.

Este pequeño ventilador sirve para enfriar componentes de una computadora. Su motor sin escobillas ofrece varias ventajas. En primer lugar, proporciona miles de horas de servicio sin requerir mantenimiento. En segundo lugar, no contamina porque no se generan las partículas de polvo de las escobillas desgastadas. En tercer lugar, es mucho más silencioso que un motor de cd convencional porque las escobillas son ruidosas, tanto mecánica como eléctricamente, a causa de

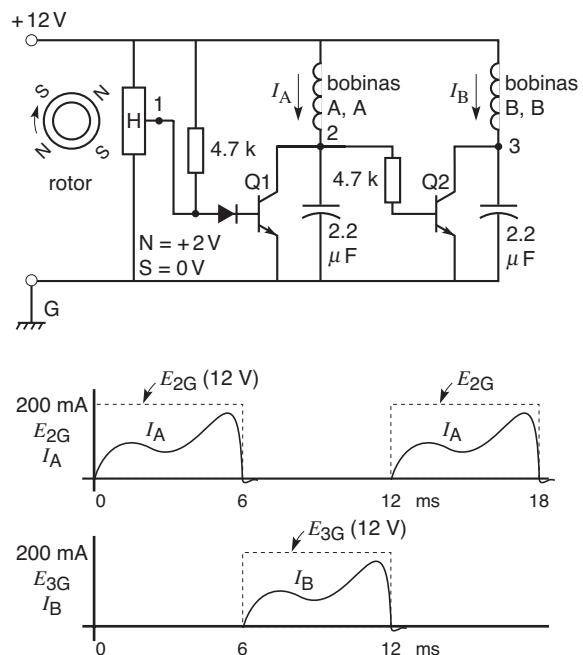


Figura 22.34

Círculo comutador de un motor de cd sin escobillas, formas de onda.

la fricción y la producción de chispas. Por último, su elevada confiabilidad garantiza que los componentes vitales de la computadora no se dañarán por la falta de enfriamiento adecuado.

En el siguiente capítulo veremos motores de cd sin escobillas de varios miles de caballos de fuerza. Estas máquinas siempre están conectadas a una gran fuente trifásica de ca. Por esta razón, se estudian en el capítulo sobre controles de motor de ca.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 22-1 Mencione en qué cuadrantes opera una máquina de cd
 a. Como motor.
 b. Como generador.
- 22-2 Una máquina de cd gira en el sentido de las manecillas del reloj en el cuadrante 3. ¿Desarrolla un momento de torsión en el sentido o contra el sentido de las manecillas del reloj?

- 22-3 Un motor de cd de dos polos gira a 5460 r/min. ¿Cuál es la frecuencia del voltaje inducido en las bobinas?
- 22-4 En la figura 22.1, el convertidor está conectado a una línea trifásica de 480 V y 60 Hz y el ángulo de retraso es de 15° . El interruptor S está cerrado y la corriente en la armadura es de 270 A.

Calcule

- a. El voltaje de cd a través de la armadura.
 - b. La potencia suministrada al motor.
 - c. La corriente promedio en cada diodo.
 - d. La salida de potencia [hp] si el circuito de la armadura tiene una resistencia de $0.07\ \Omega$.
- 22-5 Explique por qué se tiene que invertir el campo o la armadura para que el convertidor de la figura 22.1 pueda retroalimentar la potencia de la armadura rotatoria a la línea de ca.
- 22-6 Compare el comportamiento básico del control de potencia de la figura 22.5 con el de la figura 22.8.
- 22-7
 - a. ¿Qué significa el término máquina de cd sin conmutador? Describa su construcción y principio de operación.
 - b. ¿Qué significa el término convertidor de semipuente? ¿Qué ventajas tiene sobre un convertidor de puente trifásico convencional?

Nivel intermedio

- 22-8 El motor mostrado en la figura 22.1 tiene un campo en derivación de 180 V y 2 A.
- a. Calcule el valor eficaz del voltaje de ca de 60 Hz que se debe aplicar al circuito de puente monofásico.
 - b. ¿Cuál es la fluctuación o rizo de voltaje de pico a pico a través de las terminales de la armadura?
 - c. ¿Tiene la corriente de campo una fluctuación o rizo importante? Explique.
 - d. Trace la forma de onda de la corriente en la línea de ca.
 - e. ¿Cuál es el valor efectivo de la corriente de línea de ca?
- 22-9 Un motor de cd de imán permanente de 10 hp, 240 V y 1800 r/min tiene una resistencia de armadura de $0.4\ \Omega$ y una corriente de

armadura nominal de 35 A. Es energizado por el convertidor mostrado en la figura 22.1. Si el voltaje de línea de ca es de 208 V y 60 Hz y el motor opera a plena carga, calcule lo siguiente:

- a. El ángulo de retraso requerido para que el motor opere a su voltaje nominal.
- b. La potencia reactiva absorbida por el convertidor.
- c. El valor efectivo de las corrientes de línea.
- d. El voltaje inducido E_0 a 900 r/min.

- 22-10 El motor del problema 22-9 es arrancado con voltaje reducido y la corriente de arranque se limita a 60 A.

Calcule

- a. El ángulo de retraso requerido.
 - b. La potencia reactiva absorbida por el convertidor.
 - c. ¿Absorbe el inductor L potencia reactiva de la línea de ca?
- 22-11 Aludiendo a la figura 22.5, un amperímetro de ca insertado en serie con la línea 1 da una lectura de 280 A. Además, un medidor de factor de potencia trifásico indica un factor potencia de desplazamiento retrasado de 0.83.

Calcule

- a. El valor de la corriente de carga de cd I_d .
 - b. El ángulo de retraso aproximado si el convertidor 1 está operando solo y como inversor.
- 22-12 El motor de malacate mostrado en la figura 22.9 está levantando una masa de 5000 lb a una velocidad constante de 400 pies/min.
- a. Omitiendo las pérdidas en los engranes, calcule el valor de E_0 si la corriente I_d de la armadura es de 150 A.
 - b. Sabiendo que $R_a = 0.1\ \Omega$, calcule el valor del volaje E_d del convertidor.
- 22-13 En el problema 22-12 (y aludiendo a la figura 22.9), si la misma masa es bajada a una velocidad constante de 100 pies/min, calcule lo siguiente:
- a. La corriente de la armadura y su dirección.
 - b. El valor de E_0 y su polaridad.

- c. El valor de E_d y su polaridad.
 d. ¿En qué dirección fluye la potencia activa en la línea de ca?
- 22-14 En el problema 22-12, si la masa simplemente se mantiene colgando sin moverla, calcule lo siguiente:
 a. El valor de E_0 .
 b. La corriente I_d de la armadura.
 c. El valor y la polaridad de E_d .
- 22-15 Si el voltaje de línea trifásico es de 240 V y 60 Hz, calcule el ángulo de retraso requerido
 a. En el problema 22-13.
 b. En el problema 22-14.
- 22-16 a. Recurriendo a la figura 22.18a, calcule la corriente promedio y la corriente pico conducida por el diodo de funcionamiento libre.
 b. ¿Cuál es el PIV a través del diodo?
- 22-17 Se coloca un recortador electrónico entre un conductor de trolebús de 600 V y la armadura de un motor de cd en serie. La frecuencia de conmutación es de 800 Hz y cada pulso de potencia dura 400 μ s. Si la corriente directa en el conductor de trolebús es de 80 A, calcule lo siguiente:
 a. El voltaje de la armadura.
 b. La corriente de la armadura.
 c. Trace la forma de onda de la corriente en el diodo de funcionamiento libre, suponiendo que la inductancia de la armadura es alta.
- Nivel avanzado*
- 22-18 En la figura 22.8, la feem E_0 tiene la polaridad mostrada cuando la armadura gira en el sentido de las manecillas del reloj. Además, cuando la corriente de la armadura fluye realmente en la dirección mostrada y la máquina gira en el sentido de las manecillas del reloj, opera en el cuadrante 1. Diga si los convertidores 1 y 2 están actuando como rectificadores o como inversores cuando la máquina opera
 a. En el cuadrante 2.
 b. En el cuadrante 3.
 c. En el cuadrante 4.
 d. Trace un esquema de la dirección real del flujo de corriente y la polaridad real de E_0 en cada caso.
- 22-19 Un motor de cd de 200 hp, 250 V y 600 r/min es controlado por un convertidor en 4 cuadrantes similar al mostrado en la figura 22.20. Se utilizan GTOs que operan a una frecuencia de 125 Hz y el voltaje de la fuente de cd es de 280 V. Las características del motor son las siguientes:
 resistencia de la armadura: 12 m Ω
 inductancia de la armadura: 350 μ H
 corriente nominal de la armadura: 620 A
- Durante el arranque, la corriente promedio de la armadura se mantiene a 620 A. Para limitar las fluctuaciones de corriente, el GTO Q4 siempre se mantiene cerrado y el GTO Q3 se mantiene abierto. Por consiguiente, el convertidor actúa como convertidor en 2 cuadrantes durante la fase de arranque.
- a. Suponiendo que la caída de voltaje a través de los interruptores es insignificante, calcule el ciclo de trabajo necesario para establecer una corriente promedio de 620 A en la armadura cuando se detiene.
 b. Calcule la fluctuación o rizo de corriente de pico a pico en estas condiciones.
 c. Si la caída de voltaje a través de los interruptores es de 2 V, calcule el nuevo ciclo de trabajo y la fluctuación de corriente de pico a pico.
 d. Durante la fase de arranque, ¿se vería seriamente afectada la fluctuación o rizo de corriente si el convertidor operara como una unidad en 4 cuadrantes?
- 22-20 Se dan las siguientes especificaciones para el motor mostrado en la figura 22.25:
 diámetro de la armadura: 100 mm
 longitud axial de la armadura: 50 mm
 vueltas o espiras por bobina: 200
 velocidad de rotación: 840 r/min
 densidad de flujo en el entrehierro: 0.5 T
 corriente de la armadura: 5 A
- Con esta información, calcule lo siguiente:
 a. El voltaje inducido en cada bobina.
 b. El voltaje de cd entre las escobillas.

- c. La frecuencia del voltaje en cada bobina.
 - d. La frecuencia de la corriente en cada bobina.
 - e. La potencia desarrollada por el motor.
 - f. El par o momento de torsión ejercido por el motor.
- 22-21 a. Recurriendo a la figura 22.17, ¿qué pasaría si se eliminara el capacitor C_1 ?
 b. En la figura 22.18a, calcule el valor aproximado del capacitor C_1 [μF] para que el voltaje a través de él no se reduzca más de 50 V durante el tiempo que dura un pulso de corriente.
- 22-22 Un rectificador de 6 pulsos trifásico está equipado con un diodo de funcionamiento libre. El alimentador trifásico tiene un voltaje de línea de 240 V y la carga de cd consta de una armadura cuya resistencia es de 0.4Ω . La corriente nominal de la armadura es de 40 A.

Calcule

- a. El voltaje requerido para hacer que los 60 A fluyan a través de la armadura cuando está detenida.
- b. El ángulo de activación requerido para lograr esta corriente.
- c. La potencia reactiva absorbida por el convertidor.

Aplicación industrial

- 22-23 Recurriendo a la figura 22.21, suponga que la corriente de la armadura de 80 A en realidad está fluyendo en la dirección mostrada. Si la corriente está disminuyendo, ¿cuál es la polaridad de la terminal A con respecto a la terminal C?
- 22-24 En la figura 22.21a, I_a es de +80 A y se incrementa a razón de 6000 A/s. Calcule el valor de la corriente después de un intervalo de 3 ms y el voltaje a través de la inductancia de 4 mH durante este intervalo.
- 22-25 Recurriendo a la figura 22.20, se sabe que en un instante dado $I_d = +153 \text{ A}$, $I_1 = +140 \text{ A}$, $E_{12} = +300 \text{ V}$ y $C = 7000 \mu\text{F}$. Calcule el valor de I_2 y la tasa a la que cambia el voltaje a través del capacitor. ¿El capacitor se está cargando o se está descargando?
- 22-26 En la figura 22.20 se da la siguiente información:

$$L_a = 20 \text{ mH}, R_a = 1.2 \Omega, E_0 = +65 \text{ V}, I_A = +5 \text{ A}, I_1 = -5 \text{ A}, E_{AB} = +60 \text{ V}.$$

¿Está aumentando o disminuyendo I_A ?
 ¿A qué ritmo lo hace?

CAPÍTULO 23

Control electrónico de motores de corriente alterna

23.0 Introducción

En el capítulo 22 vimos que el control electrónico de motores de cd nos permite obtener una alta eficiencia a todas las velocidades y pares o momentos de torsión. Es posible un control en cuatro cuadrantes completo para satisfacer los estándares industriales de alta velocidad. Lo mismo sucede con el control electrónico de motores de ca. Por lo tanto, los motores de inducción de jaula de ardilla y rotor devanado, así como los motores síncronos, se prestan muy bien para el control electrónico. Mientras las máquinas de cd son controladas variando el voltaje y la corriente, las máquinas de ca son controladas variando el voltaje y la frecuencia. Ahora podríamos preguntarnos lo siguiente: si las máquinas de cd realizan tan sobresaliente trabajo, ¿por qué utilizamos también máquinas de ca? Hay varias razones:

1. Las máquinas de ca no tienen conmutadores ni escobillas; por consiguiente, requieren menos mantenimiento.
2. Las máquinas de ca cuestan menos (y pesan menos) que las máquinas de cd.
3. Las máquinas de ca son más robustas y trabajan mejor en ambientes hostiles.
4. Las máquinas de ca pueden operar a voltajes mucho más altos: hasta 25 kV. Las máquinas de cd están limitadas a aproximadamente 1000 V.

5. Las máquinas de ca se pueden construir en tamaños mucho más grandes: hasta 50 000 kW. Las máquinas de cd están limitadas a aproximadamente 2000 kW.
6. Las máquinas de ca pueden funcionar a velocidades de hasta 100 000 r/min, mientras que las grandes máquinas de cd están limitadas a aproximadamente 2000 r/min.

En este capítulo estudiaremos los controles de motor trifásico de acuerdo con el énfasis del libro en la potencia. Sin embargo, el lector deberá revisar primero los principios básicos de los controles electrónicos estudiados en los capítulos 21 y 22. Además, para entender los principios básicos del control de motores de ca, el lector también deberá revisar las secciones 20.18 y 20.20, las cuales explican la manera en que la frecuencia variable afecta el comportamiento de un motor de inducción de jaula de ardilla.

23.1 Tipos de controles de ca

Aunque existen muchos tipos de controles de ca electrónicos, la mayoría se pueden agrupar en las siguientes clases:

1. Cambiadores de frecuencia estáticos
2. Controladores de voltaje estáticos
3. Sistemas rectificadores-inversores con conmutación de línea

4. Sistemas rectificadores-inversores con autoconmutación
5. Sistemas de modulación por ancho de pulso

Los *cambiadores de frecuencia estáticos* convierten la frecuencia de línea entrante directamente en la frecuencia de carga deseada. Los cicloconvertidores pertenecen a esta categoría y se utilizan para controlar tanto motores síncronos como de inducción de jaula de ardilla (Fig. 23.1).

Los *controladores de voltaje estáticos* permiten controlar la velocidad y el par o momento de torsión variando el voltaje de ca. Se utilizan con motores de inducción de jaula de ardilla. Estos controladores también se utilizan en motores de inducción de arranque suave (Fig. 23.2).

Los *sistemas rectificadores-inversores con commutación de línea* rectifican la frecuencia de línea entrante a cd, y ésta es reconvertida en ca por un inversor. A su vez, el inversor es conmutado linealmente por el mismo motor que controla. Estos sistemas se utilizan principalmente para controlar motores síncronos (Fig. 23.3). Se utilizan sistemas similares para controlar la velocidad de motores de inducción de rotor devanado (Fig. 23.4).

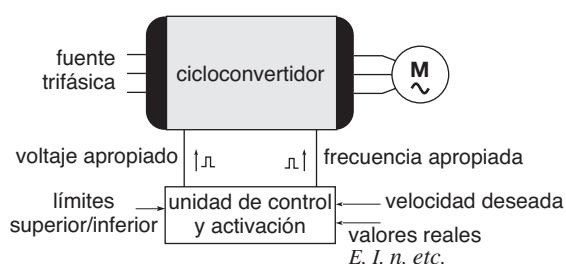


Figura 23.1

Sistema de control de velocidad variable que utiliza un cicloconvertidor (vea las secciones 23.3 y 23.5).

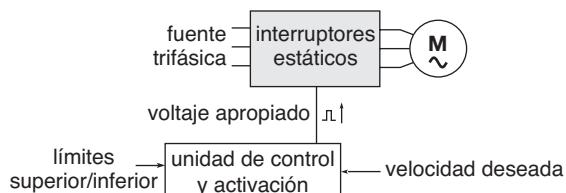


Figura 23.2

Control de velocidad variable que utiliza un interruptor estático (vea la sección 23.6).

Los *sistemas rectificadores-inversores con autoconmutación* rectifican la frecuencia de línea entrante a cd, y ésta es reconvertida a ca por un inversor. Sin embargo, el inversor es autoconmutado y genera su propia frecuencia. Estos sistemas rectificadores-inversores se utilizan para controlar motores de inducción de jaula de ardilla (Figs. 23.5 y 23.6).

Los *sistemas de modulación por ancho de pulso* son un desarrollo relativamente nuevo en lo que se refiere a aplicaciones industriales generales. Permiten controlar motores de inducción de velocidad variable desde una velocidad cero en adelante. Su aparición en el mercado se debe directamente a la disponibilidad de dispositivos de conmutación de alta velocidad tales como IGBTs (Fig. 23.7).

Los diagramas de siete bloques mostrados en las figuras 23.1 a 23.7 son ejemplos de estos controles de ca.

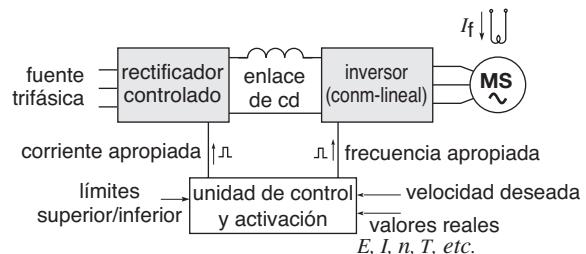


Figura 23.3

Control de motor síncrono de velocidad variable que utiliza un rectificador controlado y un inversor de conmutación lineal alimentado por una fuente de corriente de enlace cd (vea la sección 23.2).

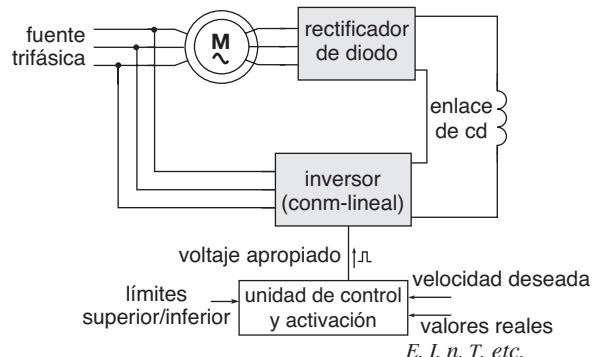
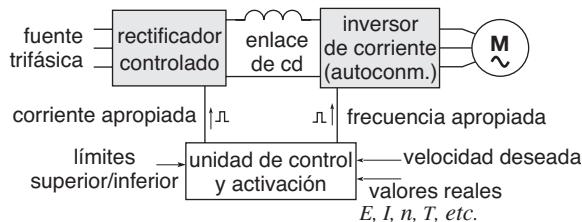
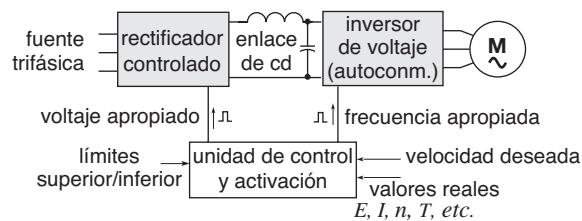


Figura 23.4

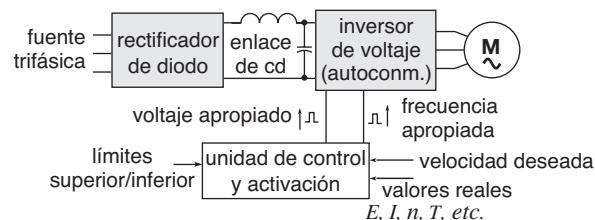
Control de velocidad variable para un motor de inducción de rotor devanado (vea la sección 23.12).

**Figura 23.5**

Control de velocidad variable que utiliza un rectificador controlado y un inversor autoconmutado alimentado por una fuente de corriente de enlace de cd (vea la sección 23.9).

**Figura 23.6**

Control de velocidad variable que utiliza un rectificador controlado y un inversor autoconmutado alimentado por una fuente de voltaje de enlace cd (vea la sección 23.10).

**Figura 23.7**

Control de velocidad variable que utiliza un rectificador de diodo y un inversor PWM autoconmutado alimentado por una fuente de voltaje de enlace de cd (vea la sección 23.13).

23.2 Control de motor síncrono que utiliza un enlace de cd a la fuente de corriente

En las secciones 22.14 y 22.15 vimos que la combinación de un motor síncrono y su inversor conmutado por posición actuaba como un motor de cd sin escobillas. Esto representa un dilema, porque en general se considera que los grandes motores síncronos son máquinas

de corriente alterna. Así, el lector podría considerar que, en el ámbito de los controles electrónicos, el motor síncrono es una especie de animal híbrido que puede ser tratado como una máquina de ca o como una máquina de cd sin escobillas, según el punto de vista. En este capítulo lo consideraremos como una máquina de ca cuando sea alimentado por una fuente trifásica.

La figura 23.8 muestra un control de motor síncrono típico. Consta de dos convertidores conectados entre una fuente trifásica y el motor síncrono. El convertidor 1 actúa como un rectificador controlado que alimenta potencia de cd al convertidor 2. Éste se comporta como inversor de conmutación lineal cuyo voltaje y frecuencia de ca son establecidos por el motor.

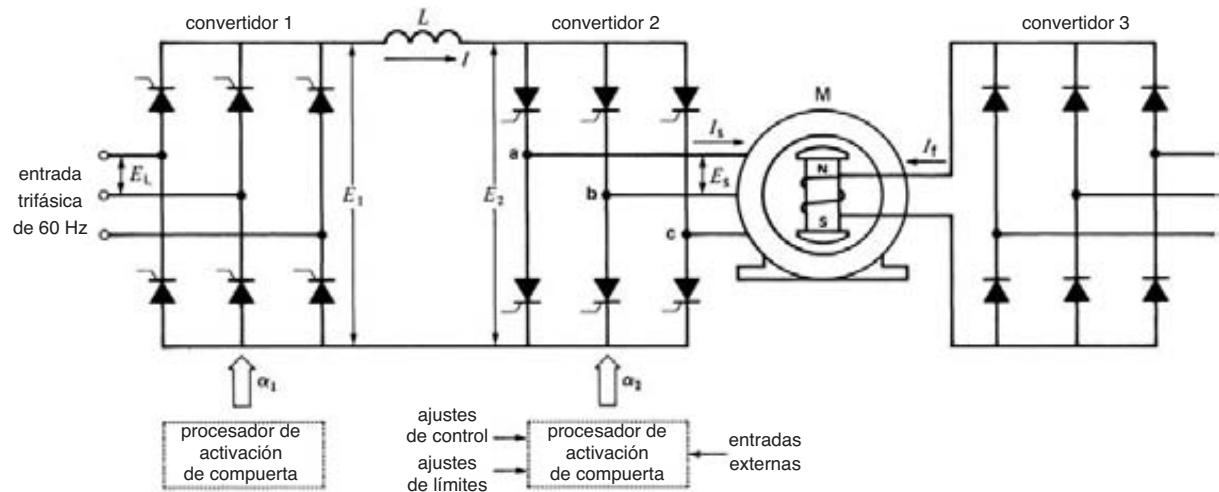
Un inductor alisador L mantiene una corriente libre de fluctuaciones en el *enlace de cd* entre los dos convertidores. La corriente I es controlada por el convertidor 1, el cual actúa como una fuente de corriente. Un rectificador de puente más pequeño (convertidor 3) suministra la excitación de campo para el rotor.

El convertidor 2 es conmutado naturalmente por el voltaje E_S inducido a través de las terminales del motor. Este voltaje es creado por el flujo magnético rotatorio en el entrehierro. El flujo depende de las corrientes en el estator y de la corriente de excitación I_f . Por lo general el flujo se mantiene fijo; en consecuencia, el voltaje E_S inducido es proporcional a la velocidad del motor.

La activación de las compuertas del convertidor 1 se realiza a la frecuencia de la línea (60 Hz) mientras que la de las compuertas del convertidor 2 se realiza a la frecuencia del motor. Ésta es directamente proporcional a la velocidad del motor.

Con respecto a controles, la información recolectada en varios puntos es asimilada en procesadores de activación de compuertas, los cuales envían pulsos de activación de compuertas a los convertidores 1 y 2. Así, los procesadores reciben información respecto a la velocidad de rotación deseada, la velocidad real, la posición instantánea del rotor, el voltaje del estator, la corriente del estator, la corriente de campo, etc. Entonces interpretan si estos datos de entrada representan condiciones normales o anormales y emiten pulsos de compuerta apropiados para corregir la situación o satisfacer una orden específica.

Los pulsos de compuerta del convertidor son controlados por la posición del rotor. Esto se logra por medio de un juego de transductores que perciben el campo magnético rotatorio, y que están montados en el estator

**Figura 23.8**

Motor síncrono controlado por un convertidor con un enlace de cd. La frecuencia de salida puede ser de mucho más de 60 Hz, con lo cual permite altas velocidades.

junto al entrehierro. Con otros métodos se emplean transductores de posición montados en el extremo del eje. A causa de este método de control de compuerta, el motor síncrono actúa del mismo modo que una máquina de cd sin escobillas. La velocidad del motor se puede incrementar elevando ya sea la corriente I a través del enlace de cd o la corriente de campo I_s .

El voltaje E_s del estator produce una fem de cd E_2 dada por

$$E_2 = 1.35 E_s \cos \alpha_2 \quad (21.13)$$

donde

E_2 = voltaje de cd generado por el convertidor 2 [V]

E_s = voltaje eficaz de línea a neutro en el estator [V]

α_2 = ángulo de activación del convertidor 2 [$^\circ$]

Asimismo, el voltaje producido por el convertidor 1 está dado por

$$E_1 = 1.35 E_L \cos \alpha_1$$

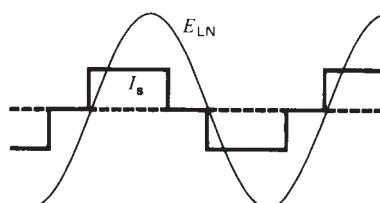
Los voltajes E_1 y E_2 del enlace son casi iguales, ya que difieren sólo por la insignificante caída IR en el inductor. El ángulo de activación α_1 es controlado automáticamente de modo que la corriente de enlace sea suficiente para desarrollar el momento de torsión requerido.

La corriente de línea I_s a través del estator fluye en pulsos rectangulares de 120° , como se muestra en la figura 23.9. Estas corrientes escalonadas producen una

fmm rotatoria que se mueve a sacudidas en torno a la armadura. Esto produce pulsaciones de par o momento de torsión, pero son amortiguadas casi por completo (excepto a bajas velocidades) debido a la inercia del rotor. Por lo tanto, el eje gira suavemente cuando funciona a velocidad nominal.

El voltaje de línea a neutro E_{LN} en el motor y el voltaje de línea E_s son esencialmente sinusoidales. La corriente de campo, la corriente de línea y la activación se ajustan de modo que la corriente de línea I_s se adelante al voltaje de línea a neutro (Fig. 23.9). La razón es que el motor síncrono debe operar con un factor de potencia adelantado para suministrar la potencia reactiva absorbida por el convertidor 2.

El convertidor 1 está diseñado de modo que en condiciones de plena carga, el ángulo de activación α_1 sea de aproximadamente 15° , para minimizar la potencia reactiva absorbida de la línea de ca de 60 Hz.

**Figura 23.9**

Formas de onda de voltaje y corriente típicas de la figura 23.8.

El frenado regenerador se logra desplazando los pulsos de activación de puerta de modo que el convertidor 2 actúe como rectificador mientras que el convertidor 1 opera como inversor. La polaridad de E_2 y E_1 se invierte, para la corriente en el enlace continúa fluyendo en la misma dirección. Por consiguiente, la potencia es retroalimentada a la línea trifásica de 60 Hz y el motor se desacelera. Durante este periodo el motor funciona como generador de ca.

El arranque del motor crea un problema, porque el voltaje E_2 del estator es cero en reposo. Por consiguiente, no hay voltaje disponible para producir la commutación por línea del convertidor 2. Para sortear esta dificultad, los convertidores son activados de tal modo que fluyan sucesivamente cortos pulsos de corriente en las fases ab, bc y ca. Los pulsos sucesivos crean polos N, S en el estator que siempre están justo delante de sus polos opuestos en el rotor. Al igual que un perro que persigue su cola, el rotor acelera y, cuando alcanza aproximadamente 10 por ciento de su velocidad nominal, el convertidor 2 toma el control y la commutación ocurre normalmente. Este modo de operación por pulsos también se utiliza para frenar el motor conforme se aproxima a la velocidad cero.

El control de velocidad de motores síncronos mediante un enlace de cd a la fuente de corriente se aplica a motores que van desde 1 kW hasta varios megawatts. Los motores síncronos de imán permanente para la industria textil y los motores síncronos sin escobillas para reactor nuclear son dos ejemplos. Las plantas hidroeléctricas también utilizan este método para acelerar las enormes máquinas síncronas y poder sincronizarlas suavemente con la línea.

Ejemplo 23-1

Un motor síncrono trifásico de 200 kW, 480 V, 60 Hz y 450 r/min está conectado a un control similar al de la figura 23.8. El voltaje trifásico de la compañía eléctrica es de 600 V y 60 Hz.

El motor funciona a una velocidad de 535 r/min. El voltaje terminal eficaz es de 511 V y el motor absorbe una corriente de línea efectiva I_s de 239 A con un factor de potencia de 95%. La eficiencia del motor es de 93%. Ignorando las pérdidas en los convertidores, calcule

- La frecuencia aplicada al estator
- El componente fundamental de la corriente I_s del estator
- La corriente I que fluye en el enlace de cd

- El ángulo de activación α_2 del convertidor 2
- El voltaje E_2 del enlace de cd
- El ángulo de activación α_1 del convertidor 1
- La potencia reactiva suministrada al convertidor 1
- La potencia mecánica desarrollada por el motor

Solución

- La frecuencia aplicada al motor es proporcional a su velocidad. Como la velocidad nominal es de 450 r/min a una frecuencia de 60 Hz, la frecuencia a 535 r/min es

$$f = \frac{535 \text{ r/min}}{450 \text{ r/min}} \times 60 \text{ Hz} = 71.3 \text{ Hz}$$

- Componente fundamental de la corriente del estator

$$\begin{aligned} I_F &= 0.955 I_s & (21.8) \\ &= 0.955 \times 239 = 228 \text{ A} \end{aligned}$$

- Corriente en el enlace de cd

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{I_F}{0.78} & (21.7) \\ &= \frac{228}{0.78} = 293 \text{ A} \end{aligned}$$

- Ángulo de activación α_2
El convertidor 2 actúa como inversor, así que,

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= -\arccos FP = -\arccos 0.95 \\ &= 180^\circ - 18.2^\circ = 161.8^\circ \end{aligned}$$

- Voltaje E_2 del enlace de cd

$$\begin{aligned} E_2 &= 1.35 E_s \cos \alpha_2 & (21.4) \\ &= 1.35 \times 511 \times \cos 161.8^\circ = -655 \text{ V} \end{aligned}$$

La caída de voltaje de cd a través del inductor L es insignificante, así que $E_1 = E_2 = 655 \text{ V}$

- Ángulo de activación α_1
El convertidor 1 actúa como rectificador, por consiguiente

$$\begin{aligned} E_1 &= 1.35 E_L \cos \alpha_1 & (21.4) \\ 655 &= 1.35 \times 600 \times \cos \alpha_1 \\ \alpha_1 &= \arccos 0.808 = 36.0^\circ \end{aligned}$$

- Potencia activa suministrada al convertidor 1

$$P = E_1 I = 655 \times 293 = 191\,915 \text{ W} = 192 \text{ kW}$$

Factor de potencia de desplazamiento del convertidor 1

$$PF = \cos \alpha_1 = \cos 36.0^\circ = 0.809 = 80.9\%$$

Potencia aparente absorbida por el convertidor 1

$$S = 192 \text{ kW}/0.809 = 237 \text{ kVA}$$

Potencia reactiva absorbida por el convertidor 1

$$\begin{aligned} Q &= \sqrt{S^2 - P^2} \\ &= \sqrt{237^2 - 192^2} = 139 \text{ kvar} \end{aligned}$$

h. Potencia mecánica desarrollada por el motor

$$P_m = 192 \text{ kW} \times 0.93 = 179 \text{ kW} \approx 240 \text{ hp}$$

23.3 Motor síncrono y cicloconvertidor

Hemos visto que los cicloconvertidores pueden convertir directamente potencia de ca de alta a baja frecuencia (sección 21.24). Estos convertidores en ocasiones se utilizan para controlar motores síncronos de baja velocidad y varios megawatts. Si se utiliza una fuente de 60 Hz, la frecuencia de salida del cicloconvertidor varía por lo general de 0 a 10 Hz. Una frecuencia tan baja permite controlar con precisión la forma de onda del voltaje de salida mediante la activación controlada por computadora de las compuertas de los tiristores. Los tiristores son conmutados por línea, así que la complejidad de la electrónica que implica cada SCR se reduce considerablemente.

La figura 23.10 muestra tres cicloconvertidores conectados al estator conectado en Y de un motor síncrono trifásico. Cada cicloconvertidor produce una salida monofásica, con base en el principio explicado en la sección 21.14. Refiriéndonos a la fase A, el cicloconvertidor asociado se compone de dos puentes trifásicos, +A y -A, cada uno alimentado por la misma línea trifásica de 60 Hz.

El puente +A genera el semiciclo positivo del voltaje de la línea a, mientras que el puente -A genera la mitad negativa. Se evita que los dos puentes operen al mismo tiempo para impedir corrientes circulantes entre ellos. La onda de baja frecuencia resultante se compone de segmentos del voltaje a 60 Hz entre las líneas 1, 2, 3. Mediante la activación apropiada de las pueras, se puede hacer que el voltaje a baja frecuencia se aproxime mucho a la onda seno (Fig. 23.11). Sin embargo, para reducir la potencia reactiva absorbida de la

línea de 60 Hz, el voltaje de salida casi siempre se diseña para que tenga una forma de onda trapezoidal de cresta plana.

El rectificador controlado trifásico que suministra la corriente I_f funciona como fuente de corriente. Las magnitudes de las tres corrientes en el estator y de I_f son controladas para mantener un flujo constante en el entrehierro. Además, los pulsos de puerta se temporizan y se ajusta la excitación de modo que el motor opere con factor de potencia unitario a baja frecuencia. Sin embargo, incluso con factor de potencia unitario (I_a , I_b , I_c , respectivamente, en fase con E_{aN} , E_{bN} , E_{cN}), el cicloconvertidor absorbe potencia reactiva de la línea de 60 Hz. La razón es que se requiere la activación retrasada en la línea de 60 Hz para generar el voltaje sinusoidal a baja frecuencia. Por lo general, el factor de potencia de entrada es de 85 por ciento cuando el motor funciona a potencia y velocidad nominales.

La figura 23.12 muestra un gran motor síncrono de baja velocidad controlado por un cicloconvertidor. La velocidad se puede variar continuamente desde cero hasta 15 r/min. La baja velocidad permite el control directo del molino de bolas sin utilizar un reductor de engranes. El motor se detiene alterando la activación de las compuertas para que actúe como generador que retroalimenta potencia a la línea de ca.

Se utilizan controles de cicloconvertidor de baja velocidad y alta potencia similares con motores de propulsión a bordo de buques. Por ejemplo, un popular crucero de 70 000 ton (Fig. 23.59) es impulsado por dos motores síncronos de 14 MW. Los motores están acoplados directamente a ejes de transmisión impulsados a velocidades que van desde cero hasta 140 r/min.

23.4 Control del voltaje y la frecuencia del cicloconvertidor

Volviendo a la figura 23.11, podemos ver que el voltaje de salida a baja frecuencia se compone de segmentos seleccionados del voltaje de línea trifásico de 60 Hz. La activación de las compuertas de los SCRs determina los segmentos. La activación es idéntica a la de un rectificador convencional de 6 pulsos, excepto que el ángulo de activación se cambia continuamente durante cada periodo de baja frecuencia para obtener

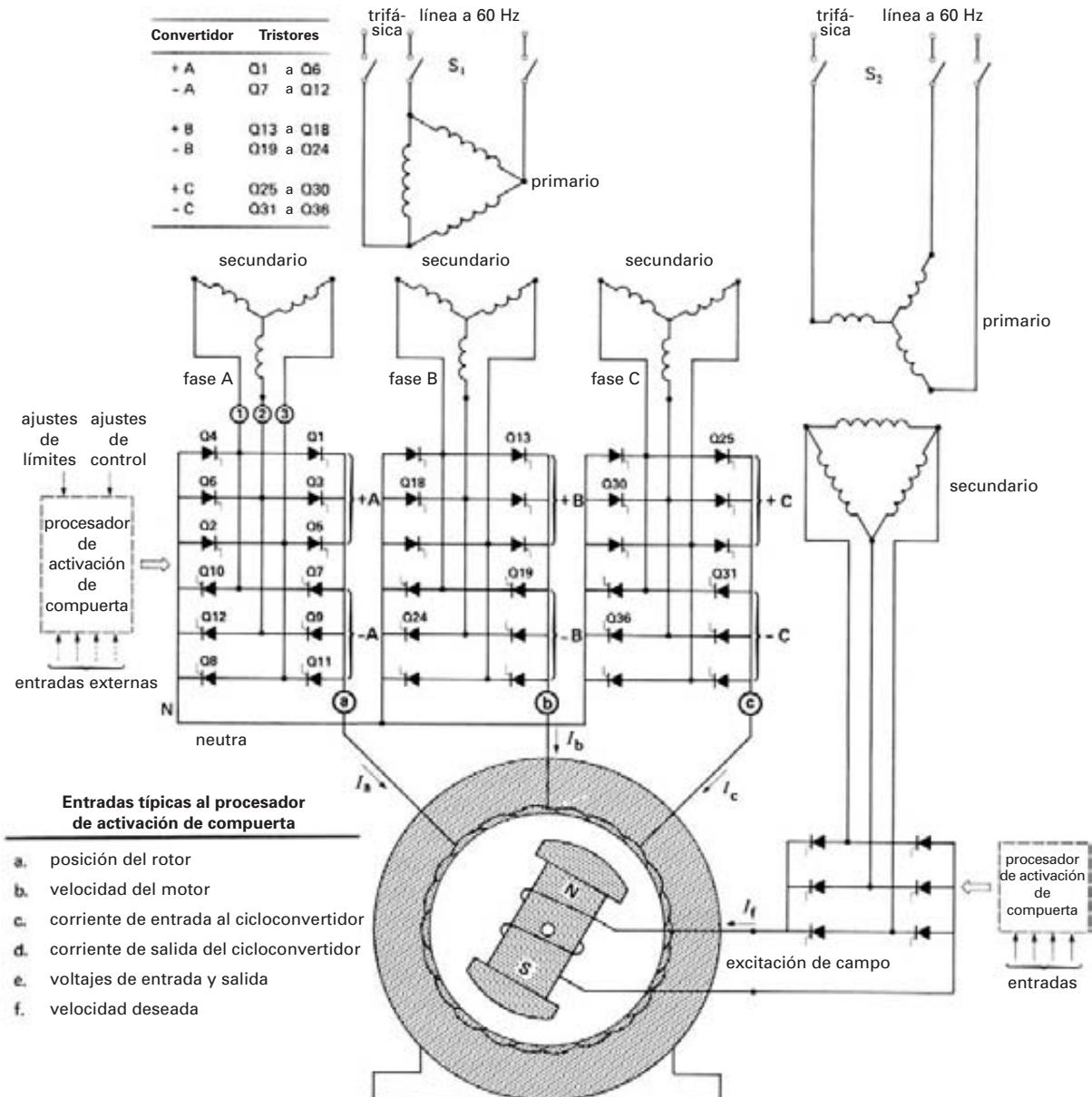
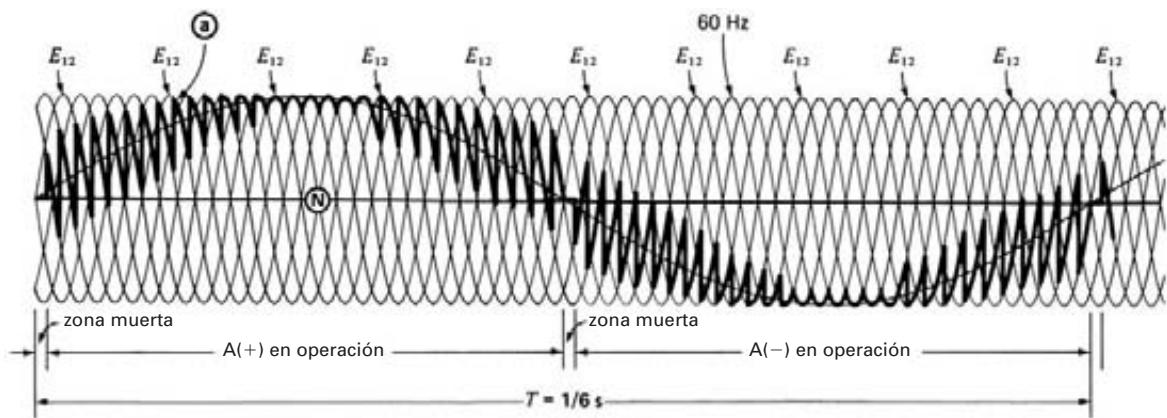


Figura 23.10

Cicloconvertidor que controla un gran motor síncrono. El voltaje de salida asociado con la fase A es una onda senoidal que cambia lentamente y cuya frecuencia es de 60 Hz, la cual es 10 veces menor que la frecuencia de suministro. Los tiristores Q1 a Q12 se activan de manera que sigan la onda senoidal tan cerca como sea posible. Esto produce el voltaje de salida dentado mostrado en la figura 23.11. Se supone que el factor de potencia a la entrada del motor es unitario. El factor de potencia correspondiente a la entrada del cicloconvertidor es menor que uno, debido a los ángulos de activación retrasados.

**Figura 23.11**

Voltaje entre las líneas a y N de la figura 23.10.

un voltaje de salida que se aproxime a una onda seno. Durante el semiciclo positivo, los tiristores Q1 a Q6 se activan en secuencia, seguidos por los tiristores Q7 a Q12 durante el semiciclo negativo. En la figura 23.11 el voltaje de salida a baja frecuencia tiene la misma amplitud pico que el voltaje de línea trifásico; por consiguiente, tiene el mismo valor eficaz. En esta figura, la frecuencia es 1/10 de la frecuencia de línea, o 6 Hz en un sistema de 60 Hz.

Podemos entender mejor el proceso de activación analizando la figura 23.13. En este caso la frecuencia de salida es de 20 Hz en un sistema de 60 Hz. Se indican los voltajes de la línea de 60 Hz, así como la secuencia de activación de los diversos SCRs. Aunque la forma de onda resultante es muy dentada, sigue la forma general de la onda seno deseada (mostrada como una línea discontinua). Los tiempos de activación de compuerta son bastante irregulares (no equidistantes) para obtener el voltaje de salida deseado. Es por eso que el programa de activación tiene que ser controlado por computadora.

Si se aplica este voltaje de 20 Hz al motor de la figura 23.10, la corriente resultante será una onda seno razonablemente buena. De hecho, la inductancia de los devanados alisa los bordes dentados que de lo contrario serían producidos por la onda de voltaje dentada.

Para reducir la velocidad, es necesario reducir tanto la frecuencia como el voltaje en la misma proporción. Por lo tanto, en la figura 23.14 la frecuencia

es de 10 Hz en lugar de 20 Hz y la amplitud del voltaje de salida también se reduce a la mitad. Los pulsos de puerta se alteran de manera correspondiente y, como podemos ver, se produce un voltaje muy dentado. Sin embargo, la corriente que fluye en los devanados seguirá siendo bastante sinusoidal. Un bajo voltaje de salida requiere un gran retraso del ángulo de activación, el que a su vez produce un factor de potencia muy bajo en la línea de 60 Hz.

Aunque sólo hemos analizado el comportamiento de la fase A, las mismas observaciones aplican para las fases B y C (Fig. 23.10). La activación de las compuertas se regula de modo que las corrientes de línea I_a, I_b, I_c a baja frecuencia estén mutuamente fuera de fase 120° .

El control de cicloconvertidor es excelente cuando se requieren velocidades relativamente bajas y un alto par o momento de torsión de arranque. Sin embargo, no es adecuado si se requieren frecuencias que excedan la mitad de la frecuencia del sistema.

23.5 Motor de inducción de jaula de ardilla con cicloconvertidor

La figura 23.15 muestra un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla conectado a la salida de un cicloconvertidor trifásico. La disposición del circuito es similar al de la figura 23.10, excepto que los devanados son directamente alimentados por una línea trifásica. Por consiguiente, los devanados no se pueden

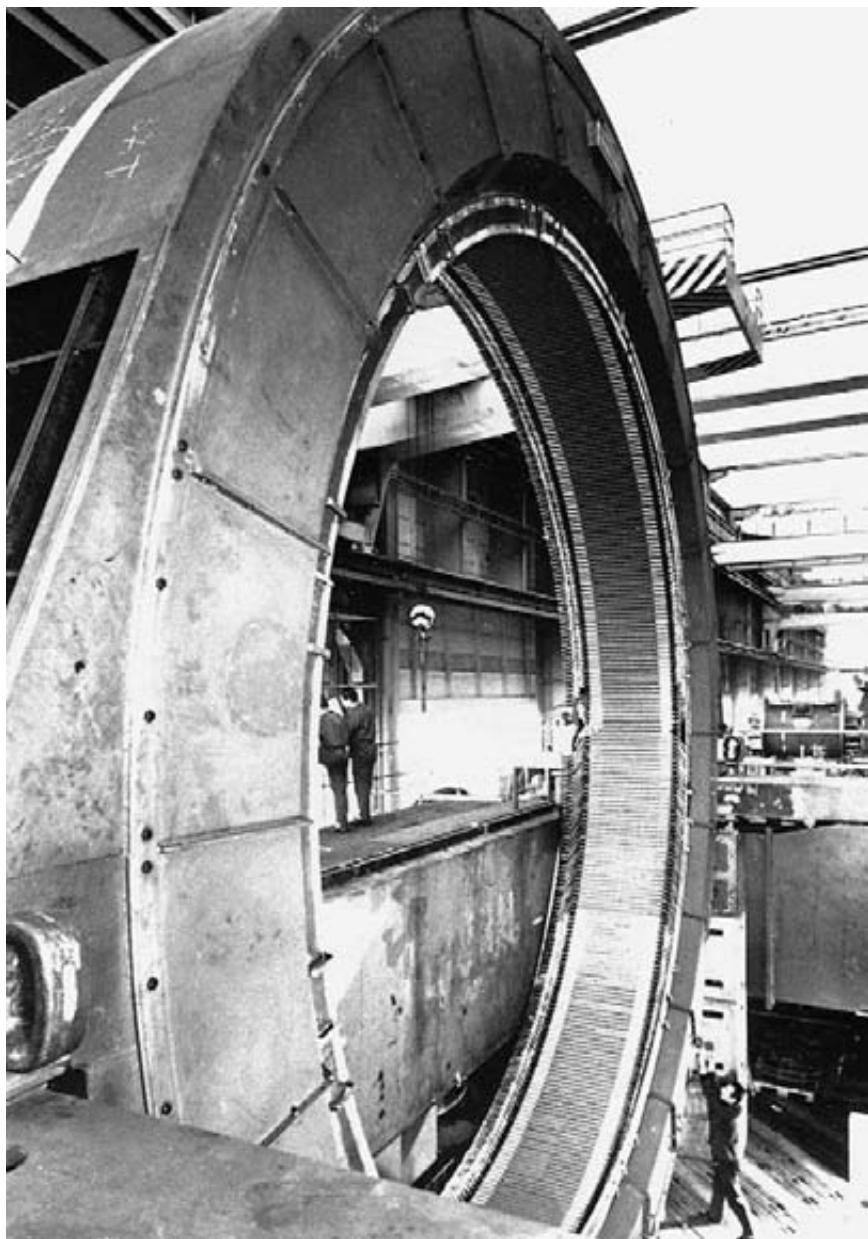


Figura 23.12a

Estator de un motor síncrono trifásico de 6400 kW (8576 hp), 15 r/min, 5.5 Hz y 80 °C utilizado para propulsar un molino de bolas en una fábrica de cemento. El estator está conectado a un cicloconvertidor de 50 Hz, cuya frecuencia de salida varía desde cero hasta 5.5 Hz. Diámetro interno del estator: 8000 mm; longitud activa de las laminaciones: 950 mm; ranuras: 456.

(Cortesía de ABB)

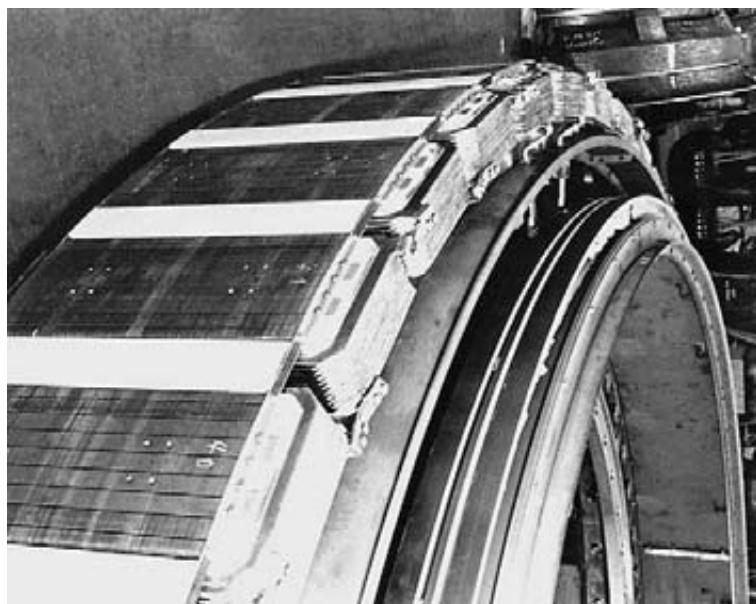


Figura 23.12b

Los 44 polos del rotor están montados directamente en el molino para eliminar la necesidad de una caja de velocidades. Los dos anillos colectores del lado derecho de los polos llevan la corriente directa a los devanados.



Figura 23.12c

Vista desde un extremo del molino que muestra el armazón cerrado del estator al fondo. El molino contiene 470 toneladas de bolas de acero y 80 toneladas de material triturable. El motor es enfriado dirigiendo 40 000 m³ por hora de aire fresco sobre los devanados.

(Cortesía de ABB)

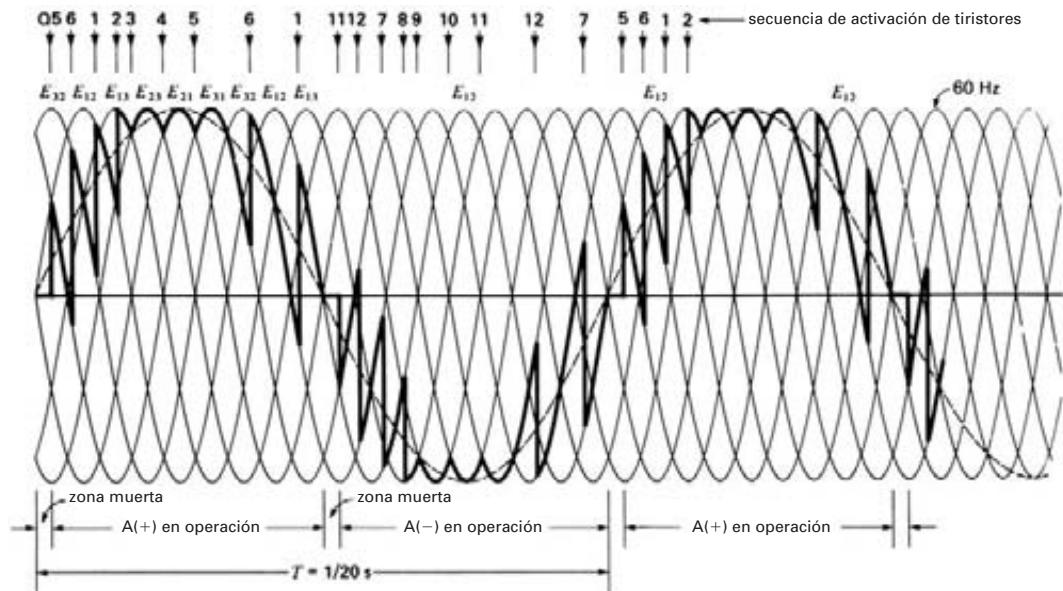


Figura 23.13

Forma de onda del voltaje de salida E_{aN} de la figura 23.10 a una frecuencia de 20 Hz. El voltaje de salida efectivo tiene el mismo valor que el voltaje de entrada efectivo entre las líneas trifásicas.

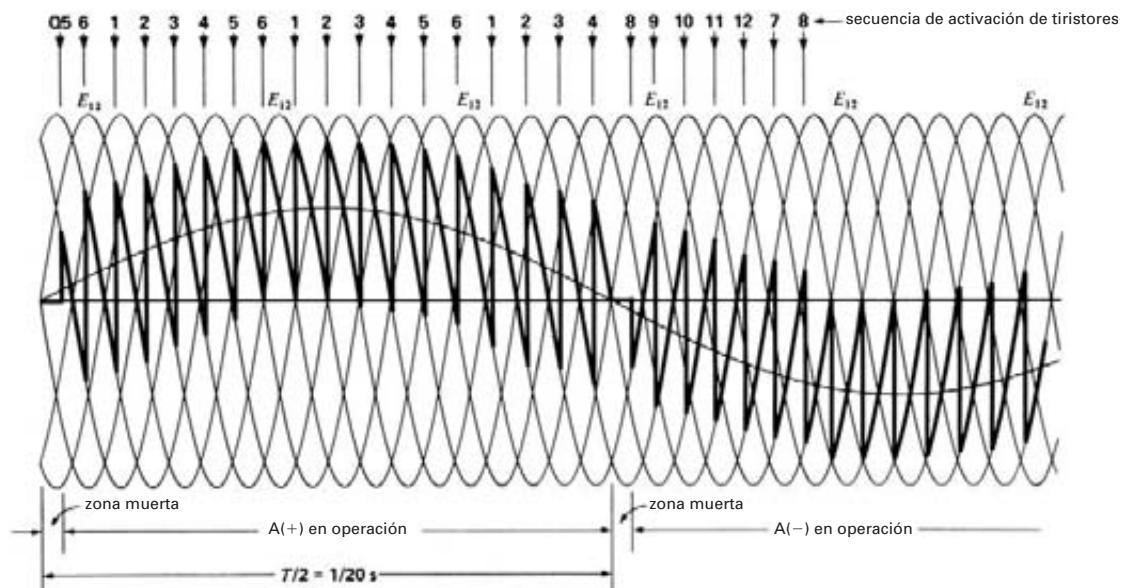


Figura 23.14

Forma de onda de E_{aN} en la figura 23.10 a una frecuencia de 10 Hz. Los tiristores son activados más adelante en el ciclo para que el valor efectivo del voltaje de salida sea de sólo la mitad que entre las líneas trifásicas. Por consiguiente, el flujo en el entrehierro es igual en esta figura que en la figura 23.13.

conectar en Y o delta sino que deben estar aislados entre sí. La velocidad se puede variar aplicando pulsos de compuerta apropiados a los tiristores para variar el voltaje y la frecuencia de salida. Por ejemplo, la velocidad de un motor de inducción de 2 polos se puede variar desde cero hasta 1500 r/min en una línea de 60 Hz variando la frecuencia de salida del cicloconvertidor desde 0.1 Hz hasta 25 Hz.

Se pueden obtener buenas características de par o momento de torsión-velocidad en los cuatro cuadrantes. Por consiguiente, el motor se puede arrancar, parar, invertir y desacelerar mediante frenado regenerador. Se pueden utilizar motores estándar de 60 Hz. El voltaje del estator se ajusta automáticamente en relación con la frecuencia para mantener un flujo constante en la máquina. Así, las curvas de momento de torsión-velocidad siguen el mismo patrón y tienen las propiedades mostradas en la figura 23.16. Por ejemplo, para obtener frenado regenerador, la frecuencia producida por el cicloconvertidor debe ser un poco menor que la frecuencia correspondiente a la velocidad del motor. Por lo tanto, si un motor de inducción de 4 polos gira a 495 r/min, la frecuencia del cicloconvertidor debe ser un poco menor que $(495 \times 4)/120 = 16.5$ Hz para retroalimentar potencia a la línea.

Para entender la operación del cicloconvertidor, considere la fase A de la figura 23.15. El voltaje a través del devanado es E_a y la corriente alterna a través de él es I_a . Por lo tanto, la corriente es alternativamente positiva y negativa. Debido a la naturaleza inductiva de un motor de jaula de ardilla, I_a se retrasa un ángulo de aproximadamente 30° con respecto a E_a (Fig. 23.17). Suponga que el cicloconvertidor genera una frecuencia de 15 Hz.

Recorriendo ahora a la figura 23.15, una corriente I_a positiva sólo puede ser proporcionada por el convertidor 1, porque sólo los tiristores Q1, Q3, Q5 “apuntan” en la dirección apropiada. Obviamente, la corriente regresa vía los tiristores Q2, Q4, Q6. Este convertidor puede actuar ya sea como rectificador o como inversor. Cuando E_a es positivo, actúa como rectificador y suministra potencia al devanado de la fase A. Por el contrario, cuando es negativo, el convertidor actúa como inversor y suministra potencia al devanado de la fase A a la línea trifásica.

Asimismo, el convertidor 2 sólo puede suministrar una corriente I_a negativa. Este convertidor actúa como rectificador cuando E_a es negativo, y durante este periodo el convertidor suministra potencia al devanado.

A la inversa, cuando es positivo, el convertidor 2 transfiere potencia del devanado a la línea trifásica.

Es importante señalar que sólo un convertidor opera a la vez. Por lo tanto, cuando el convertidor 1 está en operación, el 2 está bloqueado y viceversa. El funcionamiento de rectificador/inversor de los convertidores se ilustra en la figura 23.17.

Los convertidores de las fases B y C funcionan de la misma manera, excepto que los tiristores (similares a los de la fase A) son activados a 120° y 240° más tarde, respectivamente. A 15 Hz un ángulo de 120° corresponde a un retraso de $(1/15) \times (120/360) = 22.2$ ms.

Las formas de onda lisas de corriente y voltaje mostradas en la figura 23.17 son en realidad ondas seno dentadas, debido a la conmutación constante entre salida y entrada. Por consiguiente, los motores alimentados por cicloconvertidor funcionan aproximadamente 10°C más calientes de lo normal y se debe proporcionar un enfriamiento adecuado, que podría ser un ventilador aparte a bajas velocidades.

El cicloconvertidor puede proporcionar la potencia reactiva absorbida por el motor de inducción. Sin embargo, como se extrae una gran cantidad de potencia reactiva de la línea de 60 Hz, el factor de potencia es deficiente. De hecho, con salidas sinusoidales el factor de potencia de desplazamiento siempre es de menos de 84 por ciento, incluso con cargas resitivas.

Ejemplo 23-2

Un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla tiene una capacidad a plena carga de 25 hp, 480 V, 1760 r/min y 60 Hz. Cada uno de los tres devanados independientes conduce una corriente nominal de 20 A.

Este motor está conectado como se muestra en la figura 23.15. El cicloconvertidor está conectado a una línea trifásica de 60 Hz y genera una frecuencia de 8 Hz. Calcule el valor aproximado de lo siguiente:

- El voltaje efectivo a través de cada devanado
- La velocidad sin carga
- La velocidad a par o momento de torsión nominal
- La corriente eficaz en los devanados a par o momento de torsión nominal
- El voltaje aficaz de la línea de 60 Hz

Solución

- El flujo en el motor debe ser el mismo a todas las frecuencias. Por consiguiente, a una frecuencia de

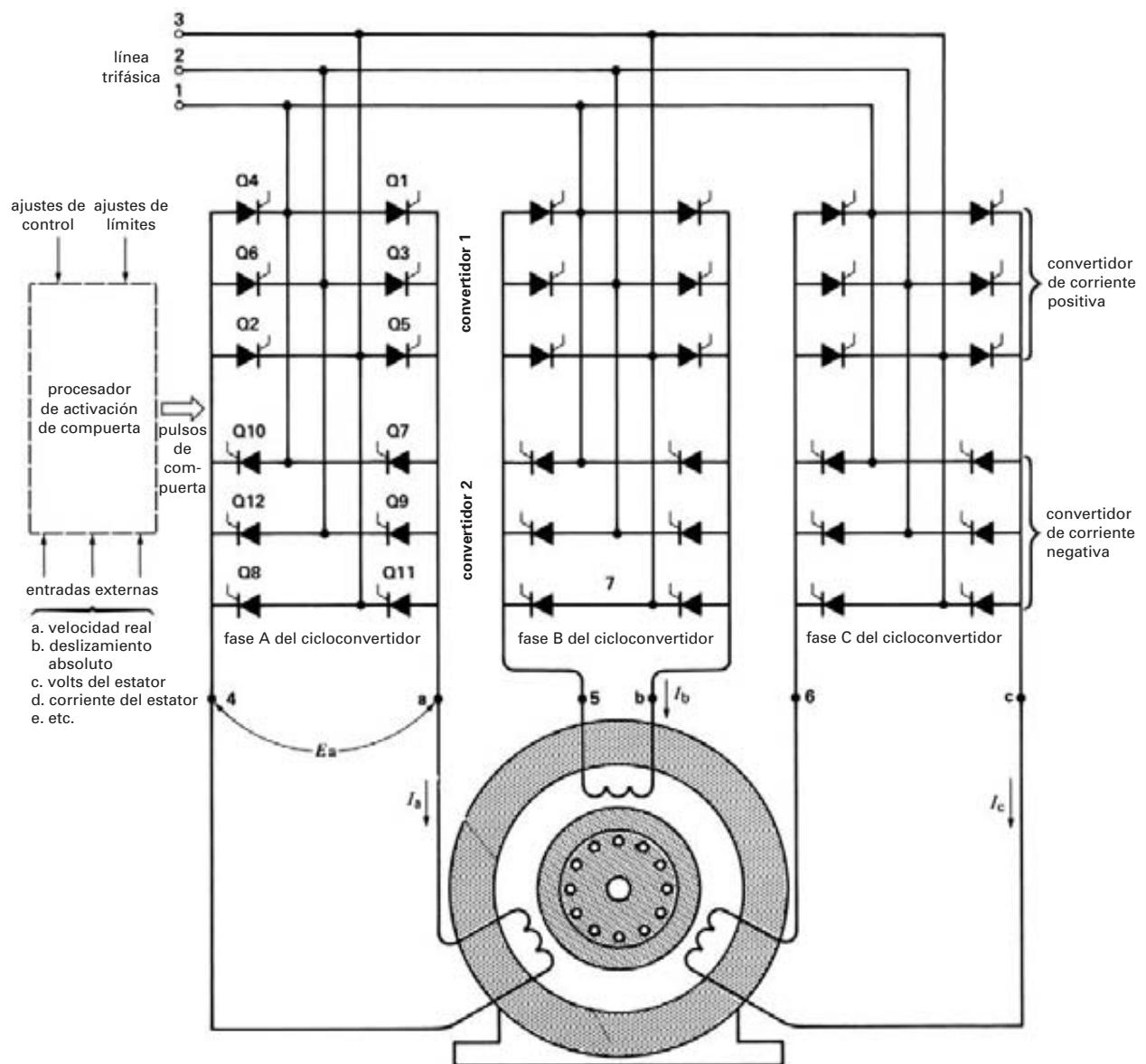


Figura 23.15
Motor de inducción de jaula de ardilla alimentado por un cicloconvertidor trifásico.

8 Hz, el voltaje a través de los devanados debe reducirse en proporción. Por lo tanto, el voltaje es

$$E = \frac{8 \text{ Hz}}{60 \text{ Hz}} \times 480 \text{ V} = 64 \text{ V}$$

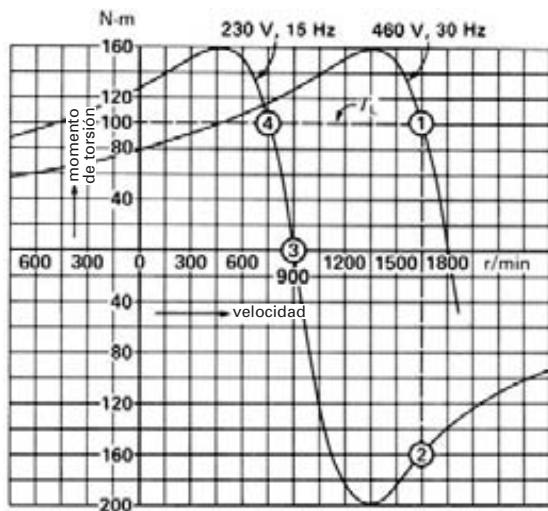


Figura 23.16

Curvas de par o momento de torsión-velocidad típicas de un motor de inducción de 2 polos controlado por un cicloconvertidor. Éste está conectado a una línea trifásica de 460 V y 60 Hz.

- b. La velocidad a plena carga a 60 Hz es de 1760 r/min. Por consiguiente, éste es un motor de 4 polos cuya velocidad síncrona es de 1800 r/min. La velocidad sin carga a 8 Hz es,

$$n = \frac{8 \text{ H}}{60 \text{ Hz}} \times 1800 = 240 \text{ r/min}$$

- c. Cuando el motor opera a 60 Hz, la velocidad de deslizamiento a par o momento de torsión nominal es de $(1800 - 1760) = 40 \text{ r/min}$. Por lo tanto, la velocidad de deslizamiento es nuevamente de 40 r/min cuando del motor desarrolla un par o momento de torsión nominal a 8 Hz. Así, la velocidad con par o momento de torsión nominal es,

$$n = 240 - 40 = 200 \text{ r/min}$$

- d. Como el flujo en el motor es igual a 8 Hz que a 60 Hz, entonces ese par o momento de torsión nominal se desarrollará cuando la corriente en los devanados del estator alcance su valor nominal, es decir, a 20 A.
- e. Lo ideal es que el voltaje pico de línea a línea aplicado al motor sea igual al de la fuente de 60 Hz. En otras palabras, el valor rms del voltaje de la línea de 60 Hz debe ser igual que la salida de voltaje rms del cicloconvertidor.

Por consiguiente, el voltaje de línea debe ser de aproximadamente 64 V. Se podría utilizar un

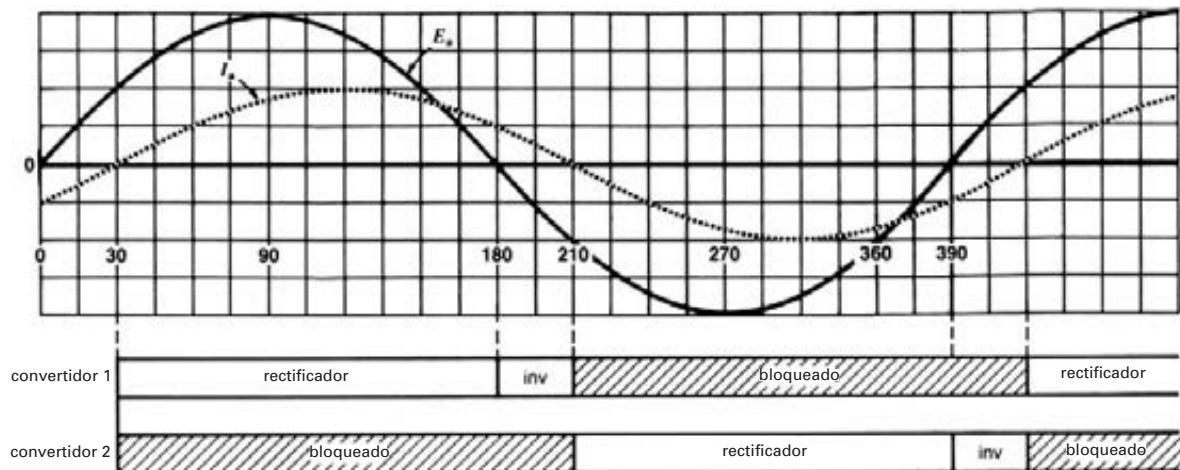


Figura 23.17

Modo de operación de los convertidores 1 y 2 cuando la corriente I_a se retrasa 30° con respecto a E_a .

voltaje de línea más alto, pero esto requeriría un mayor retraso en el ángulo de activación para obtener el voltaje de salida deseado. El convertidor absorbería más potencia reactiva de la línea y el factor de potencia sería más deficiente.

23.6 Motor de jaula de ardilla y controlador de voltaje estático

La velocidad de un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla se puede variar con sólo variar el voltaje del estator. Este método de control de velocidad es particularmente útil para un motor que impulsa un ventilador o bomba centrífuga. Para entender por qué, suponga que el estator está conectado a un autotransformador trifásico de voltaje variable (Fig. 23.18).

A voltaje nominal, la curva característica de par o momento de torsión-velocidad del motor está dada por la curva 1 de la figura 23.19. Si aplicamos la mitad del voltaje nominal, obtenemos la curva 2. Como el par o momento de torsión es proporcional al cuadrado del voltaje aplicado, los pares o momentos de torsión en la curva 2 son sólo 1/4 de los pares momentos de torsión correspondientes en la curva 1. Por ejemplo, el par o momento de torsión máximo se reduce de 184% a 46%. Asimismo, el par o momento de torsión a una velocidad de 60 por ciento se reduce de 175% a 43.75%.

El par o momento de torsión de carga de un ventilador varía casi tanto como el cuadrado de la velocidad. Esta característica típica, mostrada por la curva 3, se superpone sobre las curvas de par o momento de torsión-velocidad del motor. Por lo tanto, a voltaje nominal, la intersección de las curvas 1 y 3 muestra que el ventilador funciona a 90 por ciento de la velocidad síncrona. En cambio, a medio voltaje nominal, el ventilador gira a sólo 60 por ciento de la velocidad síncrona. Variando el voltaje de esta manera podemos controlar la velocidad.

El autotransformador de voltaje variable puede ser reemplazado por tres juegos de tiristores conectados espalda con espalda, como se muestra en la figura 23.20. Estos juegos se conocen como válvulas. Para producir voltaje nominal a través del motor, los tiristores respectivos se activan con un retraso θ igual al retraso del ángulo de fase que existiría si el motor estuviera conectado directamente a la línea. La figura 23.21 muestra la corriente y el voltaje de línea a neutro resultantes para la fase A. Las válvulas en las fases B y C se activan de la misma manera, excepto por un retraso adicional de 120° y 240° , respectivamente.

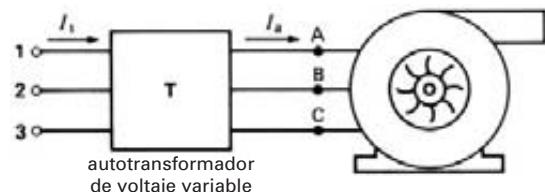


Figura 23.18
Motor de ventilador de velocidad variable.

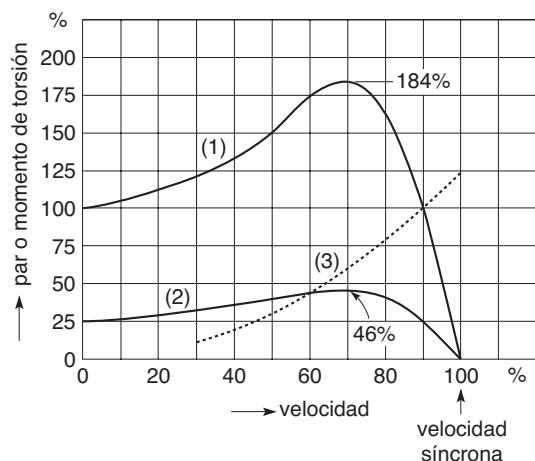


Figura 23.19
Curva de par o momento de torsión-velocidad de un motor de ventilador a voltaje nominal (1) y a 50% del voltaje nominal (2). La curva 3 es la característica de par o momento de torsión-velocidad del ventilador.

Para reducir el voltaje a través del motor, el ángulo de activación θ se retrasa aún más. Por ejemplo, para obtener 50 por ciento del voltaje nominal, todos los pulsos se retrasan aproximadamente 100° . La forma de onda de voltaje y corriente distorsionada resultante para la fase A se ilustra de una manera muy aproximada en la figura 23.22. La distorsión incrementa las pérdidas en el motor en comparación con el método del autotransformador. Además, el factor de potencia es considerablemente más bajo debido al gran retraso θ del ángulo de fase. No obstante, para una primera aproximación, las características de par o momento de torsión-velocidad mostradas en la figura 23.19 siguen siendo válidas.

Debido a las considerables pérdidas eléctricas I^2R y al factor de potencia más bajo, este tipo de control de

velocidad electrónico sólo es factible para motores de menos de 20 hp. Los malacates pequeños también son adecuados para este tipo de control, porque operan intermitentemente. En consecuencia, pueden enfriarse durante los períodos de inactividad y de carga ligera.

23.7 Motores de jaula de arranque suave

En muchas aplicaciones un motor de inducción no debe acelerarse muy rápido cuando es conmutado a través de la línea de potencia. Por ejemplo, algunas cargas, como las bandas transportadoras, se tienen que arrancar lentamente para evitar que se vuelquen o que tiren los artículos. En otros casos, no se debe arrancar muy rápido una bomba centrífuga porque el efecto de ariete hidráulico reventaría las tuberías. En algunas otras instancias, la caída de voltaje a lo largo de una línea de potencia puede ser excesiva cuando, por ejemplo, un motor de inducción de 500 hp es arrancado de golpe a través de la línea.

En todas estas aplicaciones se puede utilizar el interruptor estático de la figura 23.20 para arrancar o parar con suavidad un motor de jaula de ardilla aplicando un voltaje reducido a través del estator. Los controles de arranque se ajustan de modo que, inicialmente, el voltaje aumente con rapidez hasta que el

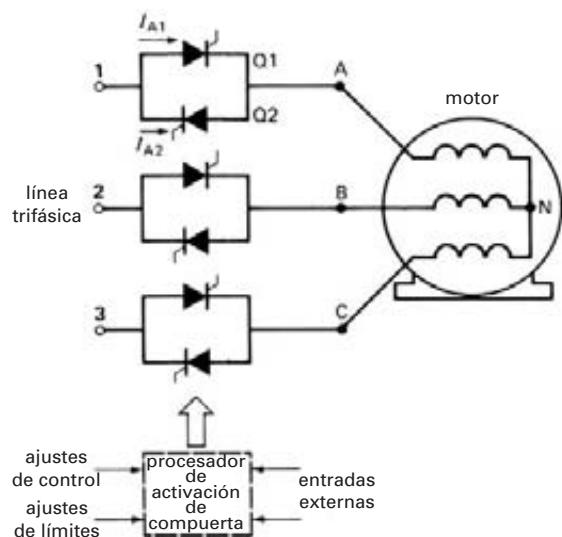


Figura 23.20

Control de velocidad de voltaje variable de un motor de inducción de jaula de ardilla que utiliza tiristores espalda con espalda.

motor comience a girar, después de lo cual el voltaje se incrementa linealmente con el tiempo hasta que se alcanza el voltaje completo. Algunos de estos programas de incremento gradual del voltaje incorporan un corto pulso de pleno voltaje para superar la fricción estática de la maquinaria que no ha operado durante cierto tiempo o que está cubierta de escarcha. En otros programas la corriente de arranque puede ser limitada automáticamente a, digamos, cuatro veces la corriente nominal. En la figura 23.23a se ilustran algunas de estas características de arranque y paro.

Una vez que el motor alcanza su velocidad nominal, en ocasiones se utiliza un contactor de desvío para poner en cortocircuito los tiristores y eliminar la pérdida de calor. Debido a la caída de voltaje entre el ánodo y el cátodo, la pérdida trifásica total asciende a casi 3.5 W por ampere. Por lo tanto, los tiristores de un motor de 600 hp que absorbe una corriente de línea de, por ejemplo, 500 A, disiparán cerca de $3.5 \times 500 = 1750$ W.

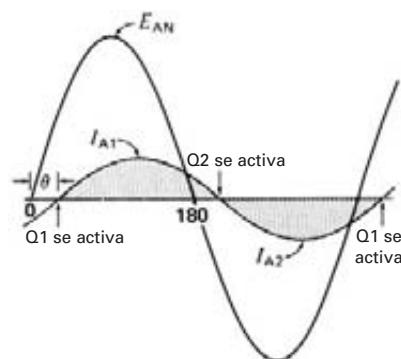


Figura 23.21
Formas de onda a voltaje nominal.

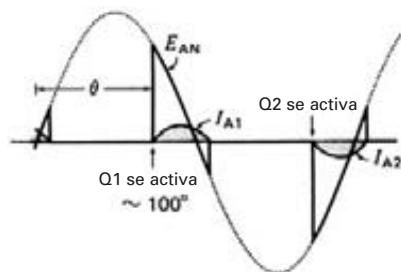
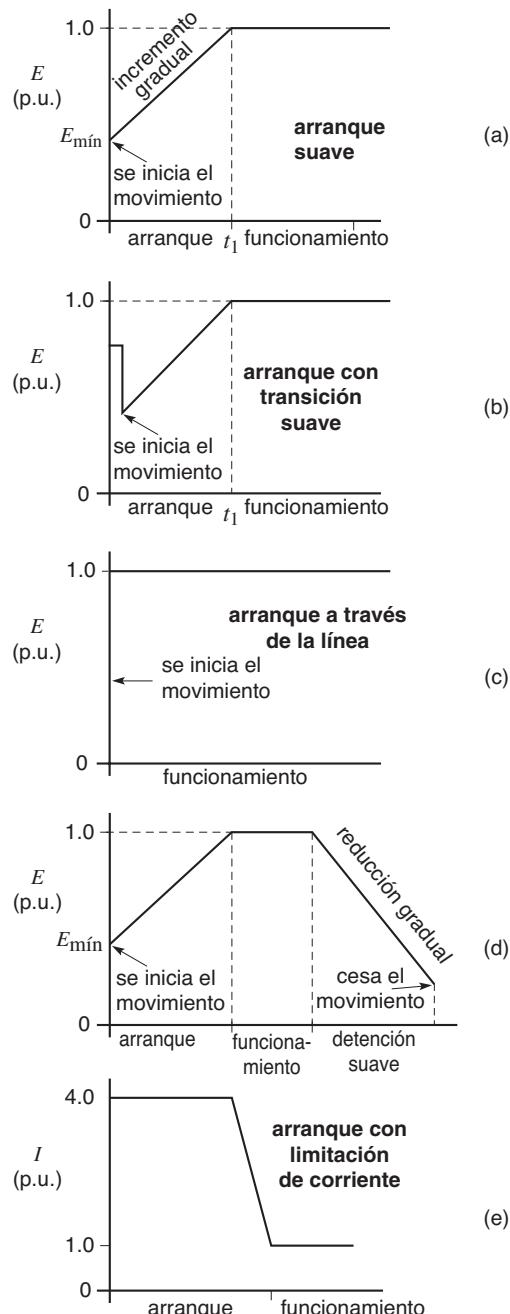


Figura 23.22

Formas de onda (muy aproximadas) a 50% del voltaje nominal.

**Figura 23.23a**

Cinco opciones típicas para controlar el arranque y el paro suaves de un motor de inducción de jaula (valores por unidad).

Sin un contactor de desvío, se tendría que utilizar enfriamiento forzado para disipar el calor.

Cuando se corta la potencia, el motor puede funcionar por inercia hasta detenerse muy rápido. En esos casos, es una ventaja que el arrancador electrónico cuente con la característica de reducción gradual del voltaje. Durante esta fase el voltaje a través de las terminales del motor se reduce gradualmente hasta que el motor se detiene. El arrancador puede ser programado en el campo para que genere las características de incremento y reducción gradual del voltaje que sean más adecuadas para la carga (Fig. 23.23b).

Otra característica sobresaliente de los arrancadores suaves es su confiabilidad y operación absolutamente silenciosa. No hay contactos mecánicos que choquen cuando se abren o cierran, ni bobina de retención de la cual preocuparse; pero aún más importante, no hay contactos desgastados que reemplazar.

El arranque suave de motores de inducción está disponible desde uno hasta varios miles de caballos de fuerza. Ofrece una excelente alternativa en lugar de los arrancadores de autotransformador y de resistencia en serie, así como de los arrancadores en Y-delta y los arrancadores de devanado parcial. La actualización de los arrancadores viejos es una importante aplicación de los arrancadores suaves.

**Figura 23.23b**

Arrancador suave transistorizado de 5 hp, 460 V y 60 Hz. Tiempo de arranque ajustable de 5-50 s; ajuste de par o momento de torsión inicial de 0-75%; programa de limitación de corriente de 75%-400%; tiempo de arranque de transición ajustable de 0-1.5 s. En el fondo se muestra un arrancador suave de 40 hp y 460 V. (Cortesía de Baldor Electric Company)

INVERSORES AUTOCONMUTADOS

23.8 Inversores autoconmutados para motores de jaula

En la sección 23.2 vimos que un motor síncrono puede ser controlado mediante un inversor de commutación lineal. Esto es posible porque el motor síncrono puede proporcionar la potencia reactiva requerida por el inversor. Desafortunadamente, si el motor síncrono es reemplazado por un motor de inducción, el sistema de conversión deja de funcionar, porque un motor de inducción no puede suministrar potencia reactiva. Aún peor, la absorbe.

No obstante, podemos controlar un motor de inducción por medio de un *inversor autoconmutado* (también llamado *inversor de commutación forzada*). Opera de manera muy diferente a un inversor de commutación lineal. En primer lugar, puede generar su propia frecuencia, determinada por la frecuencia de los pulsos aplicados a las puertas. En segundo lugar, puede absorber o suministrar potencia reactiva. La potencia reactiva generada o absorbida depende de la naturaleza de la carga y la acción de commutación de los semiconductores de potencia. Los interruptores pueden ser IGBTs, MOSFETs de potencia, GTOs o tiristores ordinarios.

En el último caso, los tiristores se acomodan en un circuito de puente trifásico convencional. Sin embargo, cada tiristor está rodeado por una serie de capacitores, inductores, diodos y tiristores auxiliares. El propósito de estos componentes auxiliares es hacer que algunos tiristores de potencia conduzcan cuando normalmente no lo harían, y hacer que otros tiristores dejen de conducir antes de su tiempo “natural”. Es precisamente esta acción de commutación forzada la que permite que estos convertidores generen y absorban potencia reactiva.

Debido a la variedad de circuitos comutadores utilizados, mostramos el inversor autoconmutado como un dispositivo simple de 5 terminales que tiene dos terminales de entrada de cd y tres de salida de ca para suministrar potencia trifásica al motor. Existen dos tipos básicos de inversores: inversores de fuente de corriente (Fig. 23.24a) e inversores de fuente de voltaje (Fig. 23.26a). Esta representación simple ayuda a entender las características básicas de todos los inversores autoconmutados:

- Se supone que la pérdida de potencia en el inversor es insignificante; por lo tanto, la potencia de entrada de cd es igual a la potencia de salida de ca activa.
- Los capacitores comutadores incluidos en el circuito no producen la potencia reactiva generada por el inversor. Ésta se debe a la naturaleza de la carga.
- La salida de potencia reactiva no requiere ninguna entrada de potencia de cd neta.
- Los IGBTs, tiristores o GTOs conectan las terminales de entrada de cd a las terminales de salida de ca en una secuencia controlada, con una insignificante caída de voltaje. Por consiguiente
 - a. En un inversor de fuente de voltaje, los voltajes de línea de ca son sucesivamente iguales a \pm el voltaje de entrada de cd o cero
 - b. En un inversor de fuente de corriente, las corrientes alternas de línea son sucesivamente iguales a \pm la corriente directa o cero

Para controlar la velocidad de un motor de jaula de ardilla se utiliza un sistema rectificador-inversor en el cual el rectificador y el inversor están conectados por medio de un *enlace de cd*. El rectificador está conectado a una línea trifásica de suministro de 60 Hz y el inversor está conectado al estator. Se utilizan dos tipos de enlaces de cd: de corriente constante y de voltaje constante. Esto da lugar a los inversores de fuente de corriente y de fuente de voltaje* mencionados con anterioridad.

En virtud de un inductor L , el enlace de corriente constante suministra una corriente constante al inversor, la cual es alimentada entonces en secuencia a las tres fases del motor (Fig. 23.24a). Asimismo, en virtud del capacitor C (Fig. 23.26a), el enlace de voltaje constante suministra un voltaje constante al inversor, el cual es comutado en secuencia de una fase a la siguiente del motor de inducción.

Se han creado muchos métodos de commutación. En las secciones 23.9 a 23.12 describiremos primero los

* En controles de motor en 2 y 4 cuadrantes, el término inversor es un tanto engañoso porque la potencia puede fluir no sólo del lado de cd al lado de ca (modo inversor), sino también del lado de ca al lado de cd (modo de rectificador). Por esta razón preferimos el término *convertidor* en lugar de inversor siempre que pueda fluir potencia ca/cd en ambas direcciones.

métodos que generan una corriente de onda rectangular o un voltaje de onda rectangular. Luego describiremos los métodos de modulación por ancho de pulso.

23.9 Convertidor de frecuencia autoconmutado de fuente de corriente (onda rectangular)

El convertidor de frecuencia de fuente de corriente mostrado en la figura 23.24a se utiliza para controlar la velocidad de motores de jaula *individuales*. La acción de conmutación del inversor es tal que la corriente en cada fase es un pulso rectangular que fluye durante 120° . No obstante, el voltaje resultante entre las líneas A, B, C es casi sinusoidal. La razón es que los pulsos de corriente rectangulares trifásicos producen un campo magnético rotatorio que es casi sinusoidal. La figura 23.24b muestra la corriente de línea I_a en una fase y el voltaje de línea a neutro E_{AN} asociado. El ángulo de fase θ corresponde al factor de potencia de operación del motor. Dependiendo de las propiedades del motor y no de la acción de conmutación del inversor. De hecho, aunque el instante t_1 coincide con la activación del tiristor conectado a la fase A, la regulación del pulso no está determinada por el punto de convergencia cero del voltaje E_{AN} . El voltaje encuentra su propio

lugar, por así decirlo, según la velocidad, el par o momento de torsión y la dirección de rotación particulares del motor.

Podemos obtener un frenado regenerador (acción de generador) cambiando el ángulo de activación y reduciendo la frecuencia del pulso de puerta del convertidor 2, como vimos en la sección 20.20. Esto invierte la polaridad de E_2 . Sin embargo, la corriente directa continua fluyendo en la misma dirección, por lo que el convertidor 2 alimenta potencia al enlace de cd. Si retardamos simultáneamente la activación de los tiristores en el convertidor 1, también invertimos la polaridad de E_1 . Por consiguiente, ahora el convertidor 1 actúa como inversor que retroalimenta potencia a la línea trifásica. La nueva relación de fase entre el voltaje y la corriente del estator se muestra en la figura 23.24c. Observe que el convertidor 2 continúa suministrando potencia reactiva al motor durante este período de frenado regenerador.

La dirección de rotación se cambia fácilmente modificando la secuencia de fase de los pulsos que activan las puertas del convertidor 2. Por lo tanto, este convertidor de frecuencia estático puede operar en los cuatro cuadrantes con una alta eficiencia. Cambiando la frecuencia, la curva de momento de torsión-velocidad puede moverse hacia adelante y hacia atrás, como se muestra en la figura 23.16. Las cargas de alta inercia pueden ser aceleradas con rapidez diseñando el sistema de control de

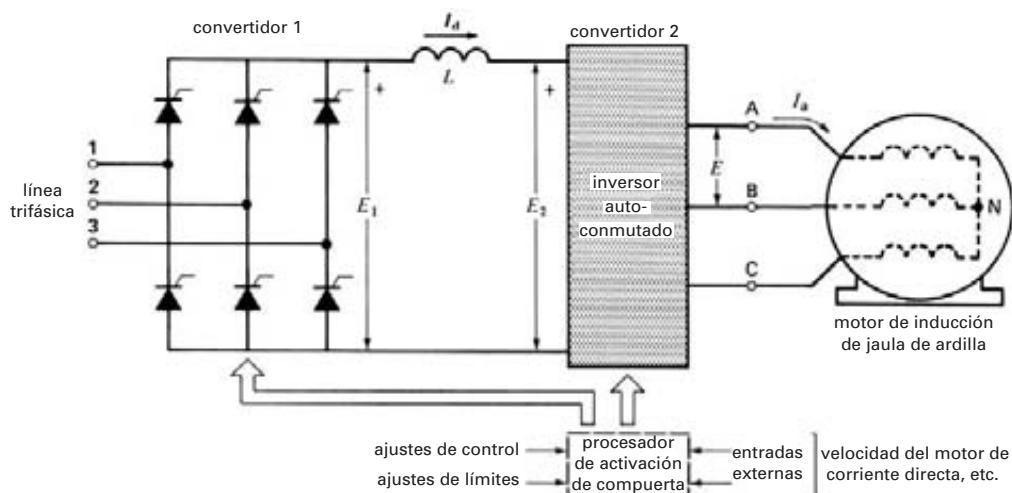


Figura 23.24a

Convertidor de frecuencia alimentado por corriente.

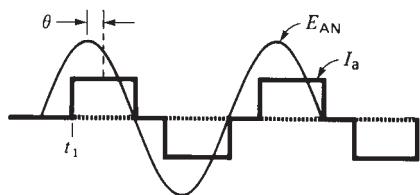


Figura 23.24b
Voltaje y corriente del motor.

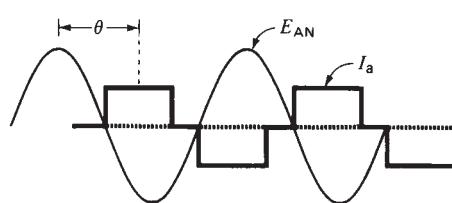


Figura 23.24c
Voltaje y corriente del generador asíncrono.

modo que el momento de torsión a plena carga se desarrolle a medida que se acelera el motor.

En la práctica, la frecuencia de salida de este inversor de onda rectangular que utiliza tiristores puede ser variada en la proporción 10:1, con frecuencias máximas de cerca de 400 Hz. Sin embargo, en aplicaciones comerciales, por lo general las frecuencias son de menos de 200 Hz. Con par o momento de torsión nominal el voltaje de ca se tiene que cambiar en proporción a la frecuencia con el objeto de mantener un flujo constante en el estator. Por consiguiente, el voltaje en el enlace de cd E_1 se debe reducir a medida que la velocidad se reduce por debajo de la velocidad base. Esta reducción de voltaje se logra incrementando el ángulo de activación de los tiristores en el convertidor 1. Desafortunadamente, esto tiende a incrementar la potencia reactiva absorbida de la línea trifásica.

El voltaje en el enlace de cd se mantiene constante cuando el motor opera por encima de la velocidad base. Entonces el motor desarrolla un par o momento de torsión menor que el nominal porque está funcionando en el modo de caballos de fuerza constantes. La figura 23.25 muestra el tamaño físico de un control de frecuencia variable de fuente de corriente.

Ejemplo 23-3

Un motor trifásico de 40 hp, 1165 r/min, 460 V, 52 A y 60 Hz es controlado por un convertidor de frecuencia de

fuente de corriente. La eficiencia del motor es de 88% y la del inversor es de 99.4%. Recurriendo a la figura 23.24, calcule el valor aproximado de lo siguiente:

- La entrada de potencia de cd al convertidor 2
- La corriente en el enlace de cd
- El voltaje de cd E_1 producido por el convertidor 1

Solución

- La potencia activa absorbida por el motor es

$$P = \frac{40 \times 746}{0.88} = 33.9 \text{ kW}$$

La potencia activa absorbida por el convertidor 2 (el inversor) es

$$P_2 = \frac{33.9}{0.994} = 34.1 \text{ kW}$$

- El valor eficaz de la corriente a plena carga es de 52 A, impreso en la placa de identificación. Éste es el componente fundamental de la corriente I_a (Fig. 23.24b). Por consiguiente, la corriente directa tiene un valor aproximado de

$$I_d = \frac{52}{0.78} = 66.7 \text{ A} \quad (21.7)$$

- El valor de cd de E_1 (y de E_2) es

$$E_1 = \frac{P_2}{I_d} = \frac{34.1 \times 10^3}{66.7} = 511 \text{ V}$$

23.10 Convertidor de frecuencia autoconmutado de fuente de voltaje (onda rectangular)

En algunas aplicaciones industriales, como en fábricas de textiles, las velocidades de varios motores tienen que aumentar y disminuir juntas. Estos motores deben estar conectados a un bus o colector común para que funcionen al mismo voltaje y frecuencia. En estas circunstancias se utiliza un convertidor de *frecuencia de fuente de voltaje* (Fig. 23.26a).

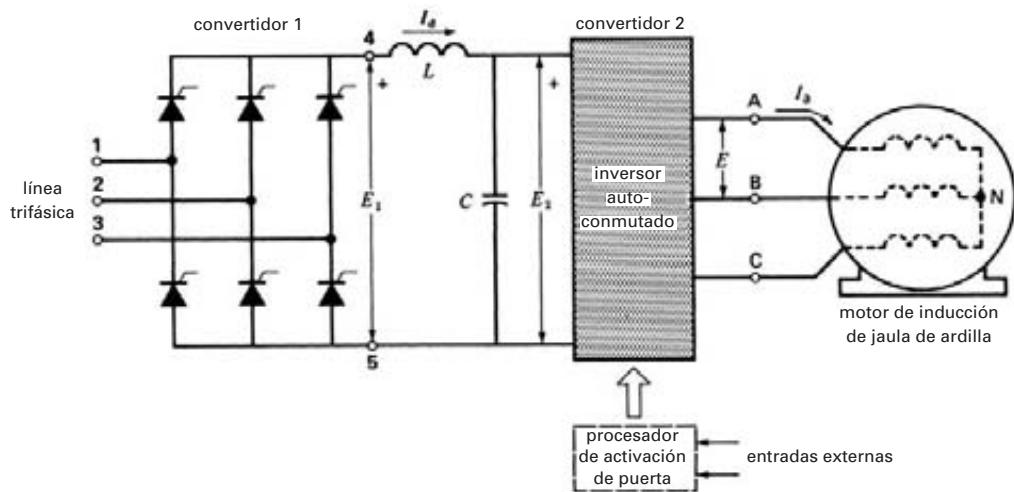
Un rectificador de puente trifásico produce un voltaje de cd E_1 . El capacitor garantiza un voltaje de cd rígido a la entrada del inversor, mientras que el inductor tiende a alisar la corriente I_d suministrada por el rectificador. El inversor comuta sucesivamente el voltaje



Figura 23.25

Control electrónico de frecuencia variable de fuente de corriente para un motor de inducción trifásico convencional de 500 hp, 460 V, 1780 r/min y 60 Hz. La frecuencia de salida se puede variar desde cero hasta 72 Hz y la eficiencia con carga y velocidad nominales es de 95%. El diseño es una fuente de corriente con salida de 6 pasos que puede operar en los 4 cuadrantes.

(Cortesía de Robicon Corporation)

**Figura 23.26a**

Convertidor de frecuencia alimentado por voltaje.

E_2 a través de las líneas del motor trifásico. La commutación produce pulsos de voltaje rectangulares negativos de 120° de duración (Fig. 23.26b). Por lo general, la frecuencia varía de cerca de 10 Hz a 200 Hz.

El componente fundamental del voltaje de línea a línea está relacionado directamente con el voltaje de cd mediante la expresión

$$E_{\text{línea}} = 0.78 E_d \quad (23.1)$$

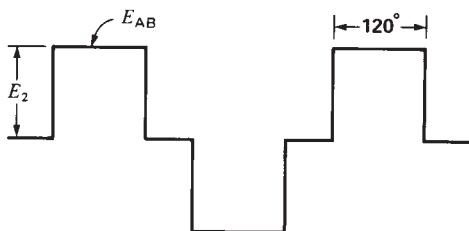
donde

$E_{\text{línea}}$ = Componente fundamental eficaz del voltaje de línea a línea [V]

E_d = voltaje de cd a la entrada del convertidor [V]

0.78 = constante [valor exacto = $\sqrt{6}/\pi$]

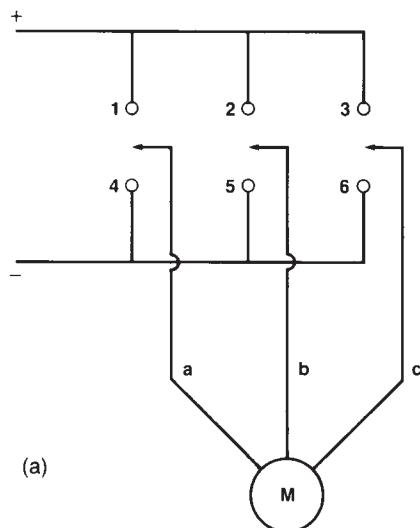
Hasta la velocidad base, la amplitud del voltaje de salida del inversor $E_{\text{línea}}$ varía en proporción a la frecuencia para mantener un flujo constante en el motor (o motores). Como el voltaje de ca de cresta plana es igual al voltaje de cd E_d ($= E_2$), el voltaje del rectificador E_1 debe variarse a medida que varía la frecuencia. Por lo tanto, la velocidad del motor se puede controlar desde unas cuantas revoluciones por minuto hasta lo máximo mientras se desarrolla el par o momento de torsión total.

**Figura 23.26b**

Voltajes de línea a línea en el motor.

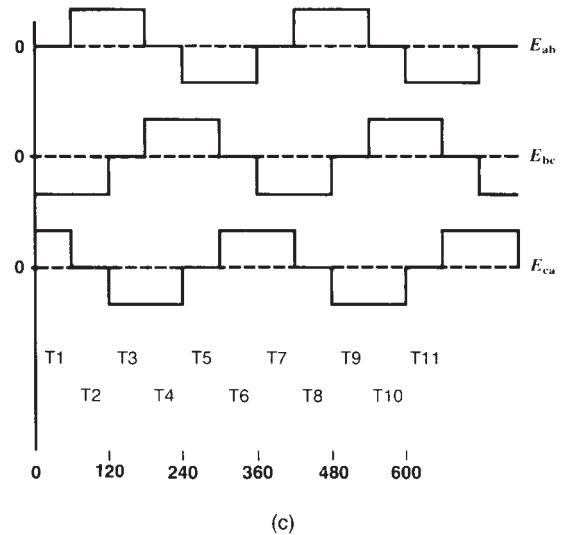
Por encima de esta velocidad, todos los voltajes se mantienen constantes mientras que la frecuencia continúa incrementándose. En este modo de caballos de fuerza constantes, el par o momento de torsión disminuye a medida que aumenta la velocidad.

Se puede utilizar frenado regenerador, pero la corriente I_d en el enlace se invierte cuando el motor actúa como generador. El voltaje E_2 no cambia de polaridad como lo hace en un inversor de fuente de corriente. Como el convertidor 1 no puede aceptar flujo de corriente inverso, se tiene que instalar un tercer convertidor (no mostrado) en paralelo inverso con el convertidor 1 para permitir el frenado regenerador. El tercer convertidor funciona como inversor y, mientras opera, el convertidor 1 se bloquea. Por consiguiente, los controles de fuente de voltaje que en realidad regresan potencia a la



contactos	intervalos de tiempo					
	T1	T3	T5	T7	T9	T11
1		x x x			x x x	
2			x x x			x x
3	x x			x x x		
4	x		x x x			x
5	x x x			x x x		
6		x x x			x x x	

(b)

**Figura 23.27**

- a. Tres interruptores mecánicos podrían producir los mismos pulsos de voltaje que un inversor alimentado por voltaje.
- b. Tabla que muestra la secuencia de conmutación de los interruptores.
- c. Voltajes producidos a través de las terminales del motor.

línea de ca suelen ser más caros que los de fuente de corriente. En muchos casos se utiliza un resistor para absorber la potencia suministrada durante el proceso de frenado. A menos que la potencia sea grande, el frenado dinámico es mucho más barato que retroalimentar potencia a la línea. En otras instalaciones se inyecta una corriente directa a los devanados del estator (vea la sección 14.9).

La acción de conmutación del convertidor 2 se puede representar mediante tres interruptores mecánicos, como se muestra en la figura 23.27a. La secuencia de apertura y cierre se da en la tabla (b), junto con los voltajes de línea rectangulares resultantes. Una X indica que un interruptor está cerrado. Este modelo mecánico ilustra que los tiristores y otros dispositivos electrónicos del convertidor 2 actúan en realidad como interruptores de alta velocidad. La acción de conmutación se llama de 6 pasos porque la secuencia de conmutación se repite a cada sexto paso, como podemos ver en la tabla.

23.11 Control de velocidad mediante recortador de un motor de inducción de rotor devanado

Ya vimos que podemos controlar la velocidad de un motor de inducción de rotor devanado colocando tres resistores variables en el circuito del rotor (sección 13.16). Otra forma de controlar la velocidad es conectando un rectificador de puente trifásico a través de las terminales del rotor y alimentando la potencia rectificada a *un solo* resistor variable. La curva característica de par o momento de torsión-velocidad resultante es idéntica a la obtenida con un reóstato trifásico. Desafortunadamente, el reóstato único se tiene que variar mecánicamente para cambiar la velocidad.

Podemos hacer un control totalmente electrónico (Fig. 23.28) agregando un recortador y un resistor fijo R_0 al circuito secundario. En este circuito, el capacitor C suministra los altos pulsos de corriente absorbidos por el recortador. Ya vimos el propósito del inductor L y del diodo de funcionamiento libre D en la sección 21.37. Variando el tiempo en estado activo del recortador T_a , podemos hacer que la resistencia aparente a través del puente rectificador sea alta o baja. La relación es

$$R_d = R_0/D_2 \quad (21.22)$$

donde R_d es la resistencia aparente entre las terminales A1, A2, y D es el ciclo de trabajo del recortador.

Ejemplo 23-4

El motor de rotor devanado mostrado en la figura 23.28 tiene una capacidad de 30 kW (40 hp), 1170 r/min, 460 V y 60 Hz. El voltaje de línea en el rotor con el circuito abierto es de 400 V y el resistor R_0 de la carga es de $0.5\ \Omega$. Si la frecuencia del recortador es de 200 Hz, calcule el tiempo T_a para que el motor desarrolle un par o momento de torsión de $200\ N\cdot m$ a 900 r/min.

Solución

Podemos resolver este problema aplicando los principios que estudiamos en los capítulos 13 y 21. La velocidad síncrona nominal es claramente de 1200 r/min. El deslizamiento a 900 r/min es

$$\begin{aligned} s &= (n_s - n)/n_s \\ &= (1200 - 900)/1200 \\ &= 0.25 \end{aligned} \quad (13.2)$$

El voltaje de línea en el rotor a 900 r/min es

$$\begin{aligned} E &= sE_{oc} \\ &= 0.25 \times 400 \\ &= 100\ V \end{aligned} \quad (13.4)$$

El voltaje de cd desarrollado por el rectificador de puente es

$$\begin{aligned} E_d &= 1.35 E \\ &= 1.35 \times 100 \\ &= 135\ V \end{aligned} \quad (21.4)$$

Conociendo el par o momento de torsión, podemos calcular la potencia P_r suministrada al rotor:

$$\begin{aligned} T &= 9.55 P_r/n_s \\ 200 &= 9.55 P_r/1200 \\ P_r &= 25\ 130\ W \end{aligned} \quad (13.19)$$

Una parte de P_r se disipa como calor en el circuito del rotor:

$$\begin{aligned} P_{jr} &= sP_r \\ &= 0.25 \times 25\ 130 \\ &= 6282\ W \end{aligned} \quad (13.7)$$

La potencia de 6282 W en realidad se disipa en el resistor R_0 , pero obviamente es igual a la salida $E_d I_d$ del rectificador. Por lo tanto,

$$\begin{aligned} E_d I_d &= P_{jr} \\ 135 I_d &= 6282 \\ I_d &= 46.5\ A \end{aligned}$$

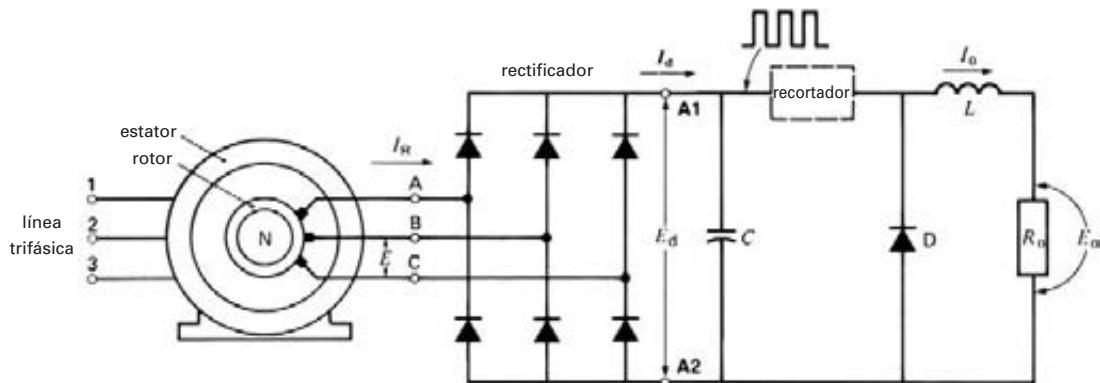


Figura 23.28

Control de velocidad de un motor de inducción de rotor devanado mediante un resistor y recortador de carga.

Así, la resistencia aparente a la entrada del circuito recortador es,

$$\begin{aligned} R_d &= E_d/I_d \\ &= 135/46.5 \\ &= 2.9 \Omega \end{aligned}$$

Dado que $R_0 = 0.5 \Omega$ y aplicando la ecuación 21.22, tenemos

$$0.5 = 2.9 \times D^2$$

$$D = 0.415$$

$$T_a = \frac{D}{f} = \frac{0.415}{200} = 2.08 \text{ ms}$$

Por consiguiente, el tiempo en estado activo del recortador es de 2.08 ms.

Ejemplo 23-5

En el ejemplo 23-3, calcule la magnitud de los pulsos de corriente absorbidos del capacitor.

Solución

La corriente I_0 que fluye en R_0 es una corriente permanente dada por

$$\begin{aligned} I_0^2 R_0 &= P_{jr} \\ I_0^2 \times 0.5 &= 6282 \\ I_0 &= 112 \text{ A} \end{aligned}$$

Por consiguiente, el capacitor suministra pulsos cuya amplitud es de 112 A. El ancho de pulso es de 2.08 ms y el ritmo de repetición es de 200 pulsos por segundo. Por otra parte, el rectificador carga de forma continua al capacitor con una corriente I_d de 46.5 A.

23.12 Recuperación de la potencia en un motor de inducción de rotor devanado

En el lugar de disipar la potencia del rotor en un resistor, podríamos utilizarla para cargar una gran batería de cd (Fig. 23.29). Suponiendo que el voltaje E_2 de la batería se puede variar desde cero hasta un valor máximo arbitrario, analicemos el comportamiento del circuito.

El voltaje de ca E a través de las terminales del rotor está dado por

$$E = sE_{oc} \quad (13.4)$$

donde s es el deslizamiento y E_{oc} es el voltaje en el rotor con el circuito abierto y en reposo (sección 13.10).

Por otra parte, el voltaje de salida E_d rectificado está dado por

$$E_d = 1.35 E \quad (21.4)$$

Como la caída IR en el inductor alisador es insignificante, $E_d = E_2$. Combinando las ecuaciones 13.4 y 21.4, obtenemos

$$s = \frac{E_2}{1.35 E_{oc}}$$

Reconociendo que E_{oc} es una cantidad fija, la ecuación muestra que el resbalamiento depende exclusivamente del voltaje E_2 de la batería. Por consiguiente, podríamos variar la velocidad básicamente desde la velocidad síncrona ($s = 0$) hasta cero ($s = 1$) variando el voltaje de la batería desde cero hasta $1.35 E_{oc}$.

En la práctica, en lugar de cargar una batería para que absorba la potencia del rotor, utilizamos un in-

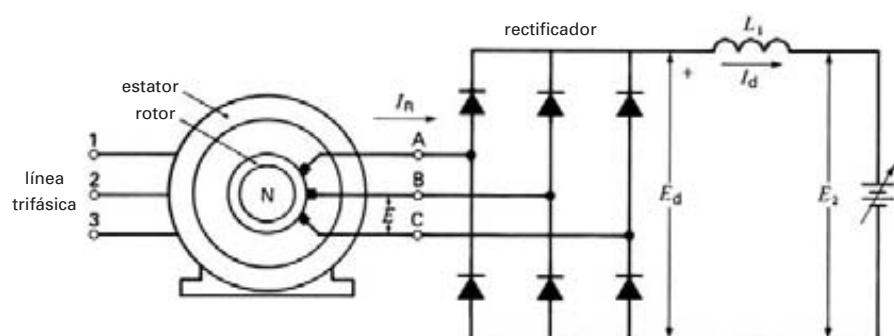


Figura 23.29

Control de velocidad mediante una batería de voltaje variable.

versor trifásico que regresa la potencia a la fuente de ca. El inversor de conmutación lineal se conecta al mismo alimentador que suministra potencia al estator (Fig. 23.30). Casi siempre se agrega un transformador T , de modo que el valor efectivo de E_T quede entre 80 y 90 por ciento de E_2 . Esto garantiza que el ángulo de activación esté razonablemente cerca del límite permisible de 165° al mismo tiempo que reduce la potencia reactiva absorbida por el inversor. Como siempre, los voltajes están relacionados por la ecuación

$$E_2 = 1.35 E_T \cos \alpha \quad (21.13)$$

donde

E_2 = voltaje de cd desarrollado por el inversor [V]

E_T = voltaje de línea secundario del transformador T [V]

α = ángulo de activación [°]

Este método de control de velocidad es muy eficiente porque la potencia del rotor no se disipa en un grupo de resistores, sino que es regresada a la línea. Otra ventaja es que con cualquier valor dado de E_T , la velocidad es prácticamente constante desde la situación sin carga hasta la situación a plena carga.

La figura 23.31a muestra las curvas de par o momento de torsión-velocidad para dos valores de E_T . Cuando $E_T = 0$, tanto E_2 como E_d son cero. En consecuencia, los anillos colectores están en cortocircuito, por lo que se produce la curva 1. Cuando E_T se ajusta igual a $0.4 E_{oc}$, la característica de par o momento de torsión-velocidad (curva 2) tiene la misma forma pero está desplazada hacia la izquierda. Observe que la velocidad se reduce sólo un poco al incrementarse el par o momento de torsión.

La corriente I_R del rotor es rectangular y fluye durante intervalos de 120° (Fig. 23.31b). Es simétrica con respecto al voltaje de rotor de línea a neutro E_{AN} respectivo. Por lo tanto, el factor de potencia de desplazamiento de la carga a través del rotor siempre es unitario.

Este método de control de velocidad es económico porque el rectificador y el inversor sólo tienen que conducir la potencia de *deslizamiento* del rotor, la cual es considerablemente menor que la potencia de entrada al estator. Por ejemplo, si la velocidad del motor más baja deseada es de 80% de la velocidad síncrona, la potencia manejada por los convertidores (con par o momento de torsión nominal) es de sólo 20% de la potencia de entrada al estator. Así, los convertidores son mucho más pequeños que si estuvieran colocados en el circuito del estator donde toda la potencia del estator tendría que ser controlada.

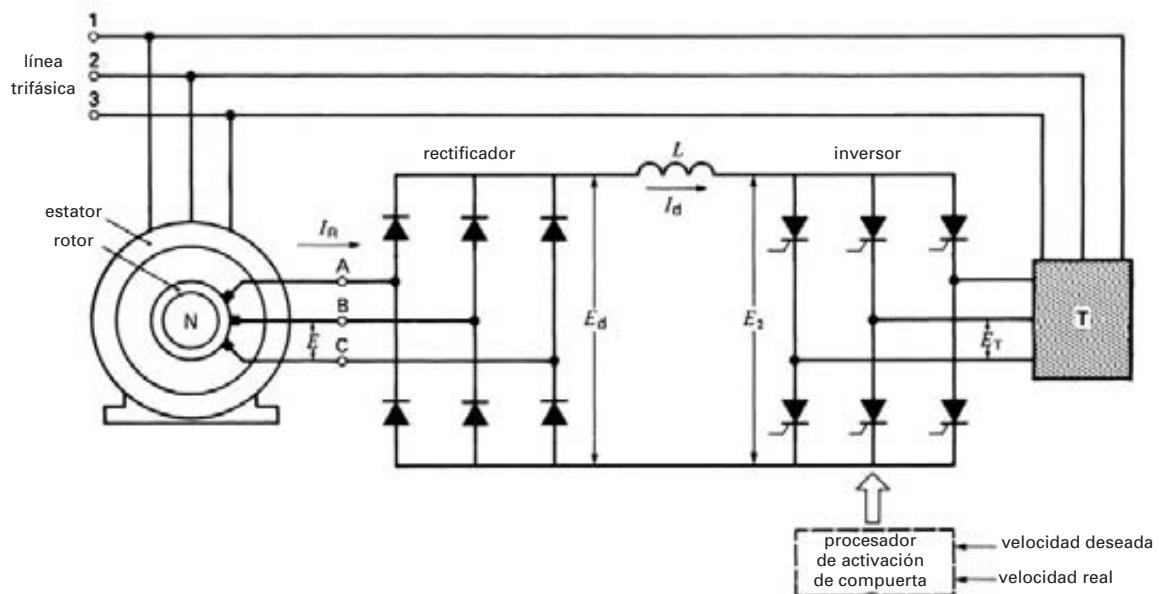
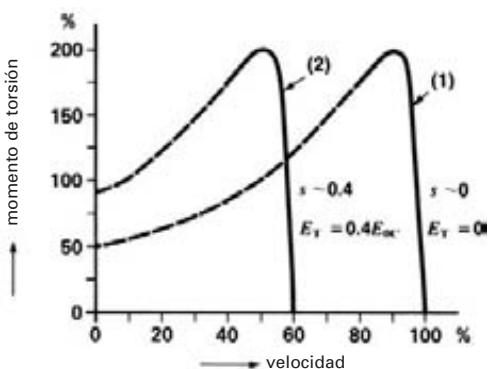
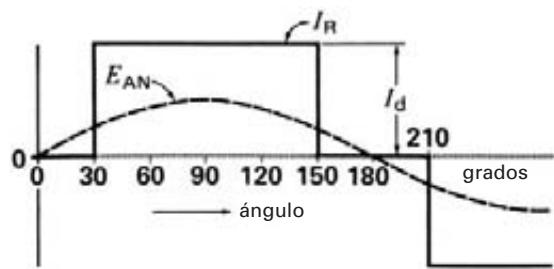


Figura 23.30

Control de velocidad mediante un rectificador y un inversor naturalmente conmutado.

**Figura 23.31a**

Características de par o momento de torsión-velocidad de un motor de rotor devanado para dos ajustes de voltaje E_T .

**Figura 23.31b**

Voltaje y corriente del rotor de la figura 23.30.

Ejemplo 23-6

Un motor de inducción trifásico de rotor devanado y 8 polos, cuya capacidad es de 3000 hp, 4000 V y 60 Hz, impulsa una bomba centrífuga de velocidad variable. Cuando el motor se conecta a una línea de 4160 V, el voltaje de línea del rotor con el circuito abierto es de 1800 V. Un transformador trifásico de 4160 V/480 V está conectado entre el inversor y la línea (Fig. 23.32). Si el motor tiene que desarrollar 800 kW a una velocidad de 700 r/min, calcule lo siguiente:

- La salida de potencia del rotor
- El voltaje del rotor y el voltaje del enlace
- La corriente I_d del enlace y la corriente del rotor
- El ángulo de activación del inversor
- La corriente en las líneas primaria y secundaria del transformador T

Solución

- La velocidad síncrona es

$$\begin{aligned} n_s &= 120 f/p \\ &= 120 \times 60/8 \\ &= 900 \text{ r/min} \end{aligned} \quad (13.1)$$

El deslizamiento es

$$\begin{aligned} s &= (n_s - n)/n_s \\ &= (900 - 700)/900 \\ &= 0.222 \end{aligned} \quad (13.2)$$

La potencia mecánica es

$$P_m = 800 \text{ kW} (= 1072 \text{ hp})$$

pero

$$\begin{aligned} P_m &= P_r (1 - s) \\ 800 &= P_r (1 - 0.222) \end{aligned} \quad (13.8)$$

La potencia suministrada al rotor es

$$P_r = 1028 \text{ kW}$$

La salida de potencia eléctrica del rotor es

$$\begin{aligned} P_{jr} &= sP_r \\ &= 0.222 \times 1028 \\ &= 228 \text{ kW} \end{aligned} \quad (13.7)$$

Por consiguiente, 228 kW son retroalimentados a la línea de ca.

- El voltaje de línea a línea del rotor es

$$\begin{aligned} E &= sE_{oc} \\ E &= 0.222 \times 1800 \\ &= 400 \text{ V} \end{aligned} \quad (13.4)$$

Voltaje del enlace de cd es

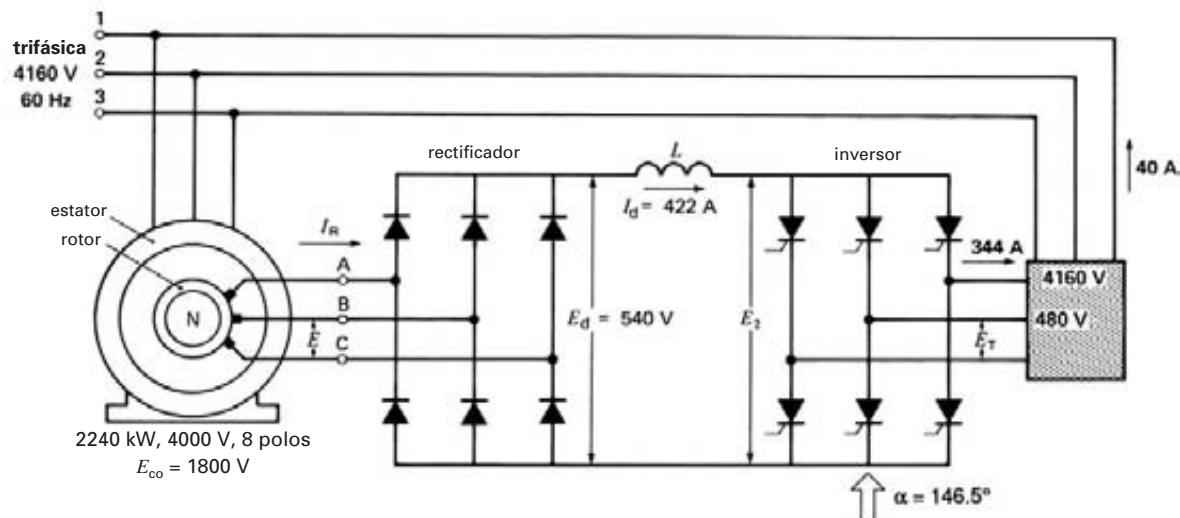
$$\begin{aligned} E_d &= 1.35 E \\ &= 1.35 \times 400 = 540 \text{ V} \end{aligned}$$

- La corriente del enlace de cd es

$$\begin{aligned} I_d &= P_{jr}/E_d = 228000/540 \\ &= 422 \text{ A} \end{aligned}$$

El valor efectivo de la corriente del rotor es

$$\begin{aligned} I_R &= 0.816 I_d \\ &= 0.816 \times 422 \\ &= 344 \text{ A} \end{aligned} \quad (21.6)$$

**Figura 23.32**

Vea el ejemplo 23-5.

d. $E_2 = 1.35 E_T \cos \alpha$

$540 = 1.35 \times 480 \cos \alpha$

$\alpha = 33.5^\circ$

El ángulo de activación es en realidad $(180 - 33.5) = 146.5^\circ$ porque el convertidor actúa como inversor.

e. La corriente en cada fase de la línea de 480 V fluye durante intervalos de 120° y su valor pico es de 422 A. La ecuación 21.6 da el valor efectivo:

$I = 344 \text{ A}$

La corriente de línea efectiva del lado de 4160 V es

$I = (480/4160) \times 344 = 40 \text{ A}$

CONTROLES DE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO

23.13 Revisión de la modulación por ancho de pulso

Los convertidores de frecuencia autoconmutados que hemos estudiado hasta aquí generan formas de onda rectangulares cuyos voltajes y corrientes armónicos 5o. y 7o. son considerables. Cuando estas corrientes armónicas fluyen en los devanados del motor, producen

pulsaciones de par o momento de torsión que se superponen sobre el par o momento de torsión principal. La frecuencia de la pulsación del par o momento de torsión es seis veces la de la frecuencia fundamental.

Por ejemplo, suponga que el control implica un motor de inducción de 4 polos. Cuando la frecuencia de la onda rectangular es de 60 Hz, la velocidad síncrona es de 1800 r/min y la pulsación del par o momento de torsión correspondiente es de $60 \times 6 = 360$ Hz. Por otra parte, cuando se aplica una frecuencia de 1.5 Hz al estator, la velocidad síncrona es de 45 r/min y la vibración asociada del par o momento de torsión es de $1.5 \times 6 = 9$ Hz.

Las pulsaciones del par o momento de torsión (por ejemplo, de 360 Hz) son amortiguadas a velocidades altas y moderadas, debido a la inercia mecánica. Sin embargo, a bajas velocidades (por ejemplo, de 45 r/min), una vibración de 9 Hz es muy notoria. Estas fluctuaciones del par o momento de torsión son inaceptables en algunas aplicaciones industriales, donde se requiere un control de velocidad fino hasta la velocidad cero. Bajo estas circunstancias, en lugar de usar formas de onda rectangulares, el motor es controlado mediante técnicas de *modulación por ancho de pulso*. En las secciones 21.45 a 21.48 estudiamos los convertidores que generan salidas PWM.

Para revisar brevemente los principios básicos, considere el sistema convertidor de frecuencia de fuente de voltaje mostrado en la figura 23.33. Un rectificador de puente trifásico 1 produce un voltaje de cd E_1 fijo, el cual aparece esencialmente constante como E_2 a la entrada del convertidor autoconmutado 2. El convertidor es activado en una forma especial para que el voltaje de salida esté compuesto de una serie de pulsos cortos positivos de amplitud constante seguidos por un número igual de pulsos cortos negativos (Fig. 23.34a). Los anchos y las separaciones de los pulsos se acomodan de modo que su promedio ponderado se aproxime a una onda seno como se muestra en la figura. Esta onda seno deseada se llama la *fundamental* y su frecuencia oscila típicamente desde 0.1 Hz hasta 400 Hz. La frecuencia de los pulsos, llamada *frecuencia portadora* puede oscilar desde 200 Hz hasta 20 kHz, según la aplicación y el tipo de interruptor empleado (GTO, IGBT, etcétera).

Todos los pulsos que aparecen en la figura tienen el mismo ancho, pero en la práctica, los que están a la mitad de la onda seno son más anchos que los que están cerca de los bordes. Incrementando el número de pulsos por cada semiciclo, podemos hacer que la frecuencia de salida fundamental sea tan baja como lo deseemos. Por lo tanto, para reducir la frecuencia de salida de la figura 23.34a en un factor de 10, incrementamos el número de pulsos por cada semiciclo de

5 a 50. Al mismo tiempo, reacomodamos las separaciones de los pulsos de modo que su promedio ponderado se aproxime de nuevo a una onda seno.

En algunos casos se tiene que reducir el voltaje de salida pero se debe mantener la misma frecuencia fundamental. Esto se hace reduciendo todos los anchos de pulso en proporción a la reducción deseada del voltaje de salida. Por lo tanto, en la figura 23.34b, el ancho de los pulsos es de la mitad del ancho de los de la figura 23.34a, por lo que se produce un voltaje de salida de la mitad, pero su frecuencia es la misma.

De esta manera, podemos variar tanto la frecuencia como el voltaje de salida mediante un voltaje de entrada de cd fijo. Como resultado, podemos utilizar un rectificador de puente de diodo simple para suministrar el voltaje de enlace de cd fijo. Así, el factor de potencia de desplazamiento de la línea de suministro trifásica se acerca a la unidad.

La presencia de la frecuencia portadora elimina los armónicos de baja frecuencia de la frecuencia fundamental integrada. Los únicos armónicos presentes son la frecuencia portadora y múltiplos cercanos de la misma. Por lo tanto, un control PWM que genera una frecuencia fundamental de 2 Hz, utilizando una frecuencia portadora de 2500 Hz, tendría armónicos apilados en torno a los 2500 Hz y múltiplos de 2500 Hz. Los armónicos de 2 Hz no se muestran. En consecuencia, las vibraciones del par o momento de torsión

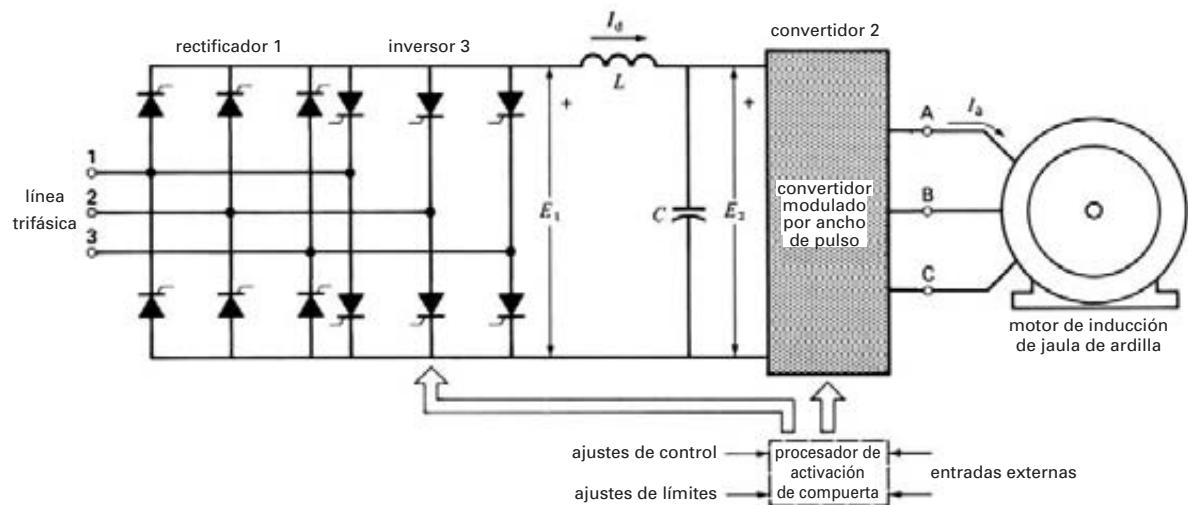


Figura 23.33

Control de velocidad mediante modulación por ancho de pulso.

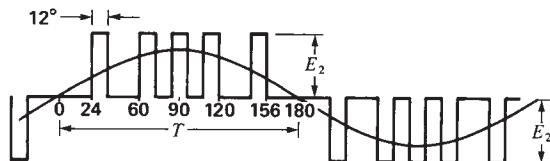


Figura 23.34a
Forma de onda del voltaje a través de una fase.

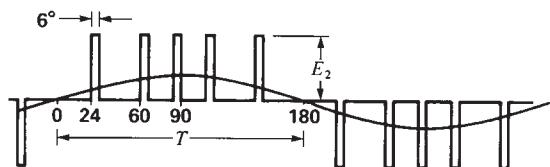


Figura 23.34b
Forma de onda que produce la misma frecuencia pero la mitad del voltaje.

a bajas velocidades (e incluso a velocidad cero) son imperceptibles.

Sin embargo, la distorsión de la corriente provocada por la frecuencia portadora incrementa las pérdidas en el cobre de los devanados del motor. Además, el voltaje a la frecuencia portadora que aparece a través de los devanados incrementa las pérdidas en el hierro. Por consiguiente, los motores de inducción estándar funcionan entre 10 °C a 20 °C más calientes cuando son alimentados por una fuente de voltaje PWM de 60 Hz en comparación con una fuente sinusoidal de 60 Hz convencional.

La modulación por ancho de pulso se ve afectada por el control mediante computadora de la activación de compuertas. Activando las compuertas de los IGBTs podemos controlar motores de inducción de varios cientos de caballos de fuerza. Si utilizamos GTOs, podemos controlar electrónicamente motores de varios miles de caballos de fuerza.

23.14 Modulación por ancho de pulso y motores de inducción

La característica importante de la PWM es que permite producir voltajes y corrientes *sinusoidales* a muy baja frecuencia por medio de una portadora de frecuencia relativamente alta. Una ventaja más es que las formas de onda pueden ser alteradas en una fracción de un milsegundo. Por consiguiente, incluso los voltajes sinusoidales de baja frecuencia se pueden transformar casi instantáneamente en frecuencias más altas de cualquier forma arbitraria. Como resultado, los servocontroles para motor de inducción ahora pueden responder a órdenes tan rápido como los mejores controles de cd. La figura 23.35 ilustra una aplicación típica de controles PWM.

Para entender la aplicación de PWM a controles de motor de inducción, es necesario considerar este motor desde otro punto de vista. La razón es que los motores de inducción han operado tradicionalmente a frecuencias fijas y siempre que se requería un control de velocidad variable, la solución inmediata era utilizar un control de cd. Por consiguiente, no se prestaba mucha atención al comportamiento del motor de inducción de velocidad variable. En las secciones siguientes examinaremos este aspecto de los motores de inducción.

CONTROL DE PAR O MOMENTO DE TORSIÓN Y VELOCIDAD DE MOTORES DE INDUCCIÓN

23.15 Motor de cd y orientación del flujo

Comenzaremos nuestro análisis del control de velocidad y par o momento de torsión con un motor de cd (Fig. 23.36a). El campo produce un flujo Φ estacionario en el espacio, el cual se puede variar por medio de la corriente de campo. Cuando las escobillas están en la posición neutra, la corriente I fluye en los conductores de la armadura de modo que cada conductor se ve sometido a una fuerza que tiende a hacer girar el motor en sentido contrario al de las manecillas del reloj. En este diagrama, el eje de la corriente de la armadura es perpendicular al eje de las escobillas. Por lo tanto, el eje de la corriente está alineado con el eje del campo. La característica importante es que el par o momento de torsión resultante es el máximo y directamente proporcional al producto ΦI . Como las cantidades Φ e I se pueden variar de forma independiente, es muy fácil controlar el par o momento de torsión.

La velocidad también se puede variar aumentando y disminuyendo el voltaje E_s aplicado. Por lo tanto, se puede obtener una velocidad muy baja con un alto par o momento de torsión con sólo aplicar un bajo voltaje acompañado por una gran corriente I en la armadura, mientras el flujo Φ se mantiene a su valor nominal.

Es importante señalar que la orientación del eje del flujo con respecto al eje de la corriente de la armadura tiene un impacto directo en el par o momento de torsión. Por ejemplo, si desplazamos las escobillas como



Figura 23.35

El procesamiento de alimentos es una de las incontables aplicaciones industriales donde se utilizan controles PWM. Un buen ejemplo es la línea de producción de Wortz® Company, en Poteau, Oklahoma, ilustrada aquí. Esta línea de horneado y empacado, que produce 1000 cajas de galletas saladas cada 10 minutos, está equipada con 44 controles PWM más otros 35 motores individuales. Los controles permiten el control preciso de todo el proceso de producción. El tiempo muerto y el mantenimiento del sistema de control son mucho menores en comparación con las viejas líneas de horneado que utilizan controles mecánicos. (Cortesía de Baldor Electric Company)

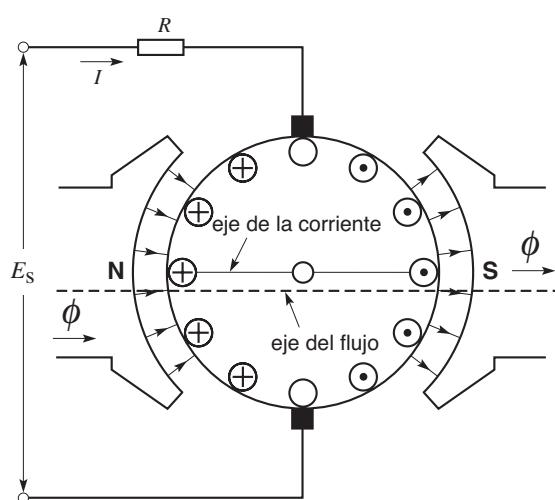


Figura 23.36a

Control de velocidad y par o momento de torsión de un motor de cd.

se muestra en la figura 23.36b, el ángulo entre el eje del flujo y el eje de la corriente se modifica, lo cual producirá un par o momento de torsión más pequeño. De hecho, podemos ver que si desplazáramos las escobillas 90° con respecto a la posición neutra, el ángulo entre los ejes de flujo y de corriente también se desplazaría 90° y el par o momento de torsión resultante sería cero. La razón es que las fuerzas en los conductores de la armadura ahora se anulan entre sí. Por lo tanto, la *orientación del flujo* con respecto al eje de la corriente de la armadura es tan importante como lo son los valores Φ e I .

23.16 Velocidad de deslizamiento, orientación del flujo y par o momento de torsión

Podemos entender el comportamiento fundamental de un motor de inducción de p polos recurriendo a la figura 23.37. Ésta muestra dos polos N, S sucesivos creados por el estator (no mostrado), que se desplazan a la derecha a velocidad síncrona n_s . El flujo por polo está distribuido sinusoidalmente, con una densidad de flujo pico $B_{\text{pico}} = 0.8 \text{ T}$. El flujo en cuestión es el flujo mutuo que cruza el entrehierro (vea la sección 13.11).

El rotor y sus barras también se mueven a la derecha, pero a una velocidad n , donde n es menor que n_s . Por lo tanto, el flujo corta las barras del rotor con una *velocidad de deslizamiento* dada por

$$S = (n_s - n)$$

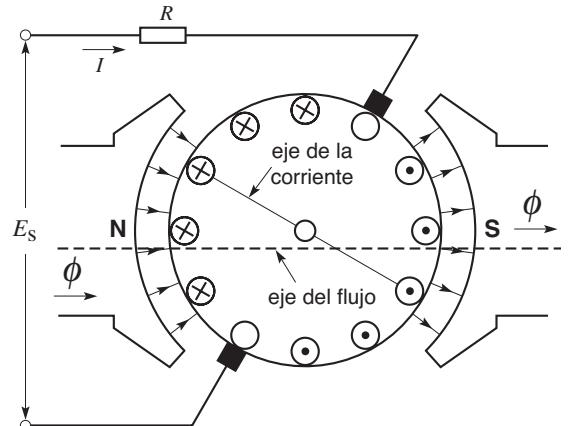


Figura 23.36b

Motor de cd con escobillas fuera de la posición neutra.

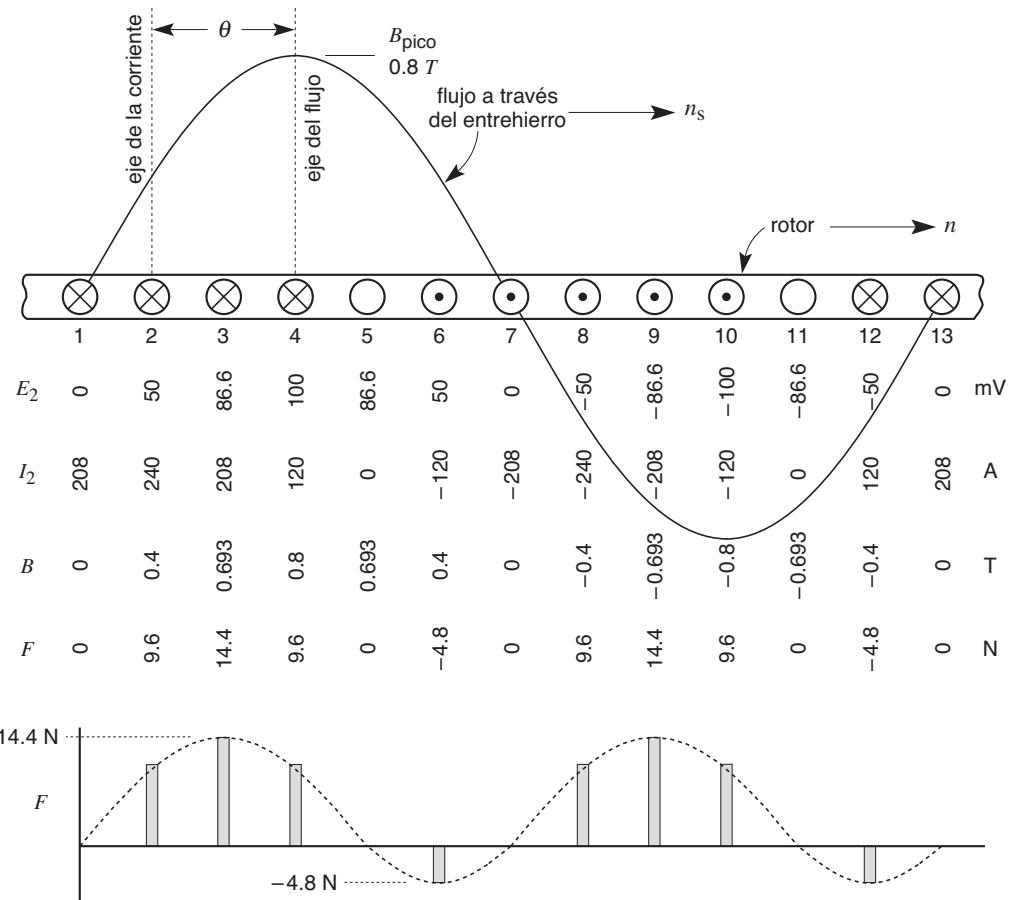


Figura 23.37
Flujo a través del entrehierro y voltajes, corrientes y fuerzas producidas en el rotor.

donde

S = velocidad de deslizamiento [r/min]

n_s = velocidad síncrona [r/min]

n = velocidad del rotor [r/min]

Por consiguiente, en cada barra del rotor se induce un voltaje cuya amplitud es proporcional a la velocidad de deslizamiento S multiplicada por la densidad de flujo en la que esté inmersa la barra. Así, el voltaje es momentáneamente máximo en las barras 4 y 10, y cero en las 1, 7 y 13.

Hay seis barras por polo, así que el ángulo eléctrico que las separa es $180^\circ/6 = 30^\circ$.

Cuando el flujo atraviesa las barras, el voltaje inducido en cada una variará sinusoidalmente con el tiempo. En el capítulo 13 aprendimos que las siguientes ecuaciones se aplican a un motor de inducción:

La frecuencia f_2 del rotor está relacionada con la frecuencia f del estator por la expresión

$$f_2 = sf \quad (13.3)$$

Además, el deslizamiento s está dado por

$$s = (n_s - n)/n_s \quad (13.2)$$

y, finalmente, n_s está relacionado con la frecuencia f del estator y el número de polos p por la ecuación

$$n_s = 120 f/p \quad (13.1)$$

De estas ecuaciones deducimos la siguiente expresión:

$$f_2 = Sp/120 \quad (23.2)$$

donde

f_2 = frecuencia del rotor [Hz]

S = velocidad de deslizamiento [r/min]

p = número de polos

Por consiguiente, la frecuencia del rotor es directamente proporcional a la velocidad de deslizamiento. La frecuencia desempeña un importante papel en la orientación del flujo del motor de inducción. A plena carga y par o momento de torsión nominal, la frecuencia del rotor de motores convencionales es de 2 Hz o menos.

Corriente del rotor. El voltaje inducido en una barra de rotor particular hará que fluya una corriente en ella igual al voltaje dividido entre su impedancia. Ésta, a su vez, depende de la resistencia de la barra y de su reactancia. Debido a la reactancia, la corriente en una barra particular se retrasará con respecto al voltaje, lo que significa que alcanza su valor máximo un breve instante después de que el voltaje ha alcanzado su máximo. Por ejemplo, según la figura 23.37, se supone que la corriente se retrasa 60° con respecto al voltaje; por lo tanto, la corriente alcanza su máximo en la barra 2 porque dicha barra está 60° detrás de la barra 4, que es la posición que ocupaba la barra 2 en el instante en que su voltaje era momentáneamente máximo.

Así, el eje de las corrientes en el rotor está desplazado un ángulo de 60° del eje del flujo a través del entrehierro. Esto equivale a desplazar 60° de la posición neutra las escobillas de un motor de cd de 2 polos. Por lo tanto, la orientación del flujo en esta figura es deficiente.

Sin embargo, dado que por lo general la frecuencia del rotor a plena carga es de menos de 2 Hz, entonces la reactancia de una barra de rotor es muy baja comparada con su resistencia. Normalmente, a plena carga el ángulo de fase entre la corriente y el voltaje es de menos de 5° . De esta manera, la distribución de la corriente en las barras del rotor es básicamente igual que la distribución del voltaje. Esto significa que la barra del rotor en la cual el voltaje inducido es máximo también conducirá la corriente máxima. Por consiguiente, el eje de la corriente en el rotor está casi directamente en línea con el eje del flujo que proviene del estator para to-

das las cargas entre cero y plena carga. Claramente, en estas condiciones el motor de inducción es muy parecido al motor de cd en cuanto a la orientación del flujo.

Sin embargo, cuando la frecuencia del rotor es alta (por ejemplo, de 30 Hz o más), la reactancia de la barra del rotor es mucho mayor que su resistencia. En consecuencia, la corriente se retrasará significativamente con respecto al voltaje. Así pues, en la figura 23.37, donde la frecuencia del rotor es de 40 Hz, la corriente se retrasa 60° con respecto al voltaje.

Concluimos que para garantizar una buena orientación del flujo a todas las velocidades, debemos mantener baja la frecuencia en el rotor: en general, de 2 Hz o menos.

Par o momento de torsión. La fuerza ejercida en cada barra del rotor es proporcional al producto de la corriente que fluye a través de ella y la densidad de flujo en la cual se encuentre inmersa. Por ejemplo, en la figura 23.37, la fuerza que actúa en la barra 3 es proporcional a la corriente (208 A) por la densidad de flujo (0.693 T). Con $F = BLI$ (Ec. 2.26), se obtiene una fuerza de 14.4 N en una barra de rotor de 10 cm de longitud. La suma de todas las fuerzas que actúan en las barras del rotor, multiplicada por el brazo de radio, es igual al par o momento de torsión desarrollado por el motor. La figura 23.37 ilustra el voltaje, la corriente, la densidad de flujo y la fuerza para las barras de rotor individuales.

23.17 Características del control de velocidad variable (modo de par o momento de torsión constante)

Antes de entrar en un análisis detallado del control de velocidad y el par o momento de torsión, el cual implica utilizar el diagrama de circuito equivalente del motor de inducción, es útil considerar las características principales. La figura 23.38 muestra seis modos de operación de un motor de inducción trifásico de 4 polos, 1 kW y 1740 r/min. Su capacidad nominal es de 416 V y 60 Hz, pero está diseñado para funcionar a varias velocidades, incluida la velocidad cero, variando la frecuencia del estator.

En estos seis modos se supone que el par o momento de torsión se mantiene constante a su valor nominal. Además, el flujo en el entrehierro se mantiene constante con una densidad de flujo pico $B_{\text{pico}} = 0.8$ T. El primer ejemplo (Fig. 23.38a) muestra condiciones de operación *nominales*, junto con información sobre voltajes

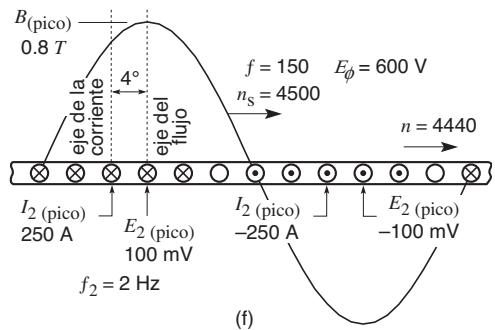
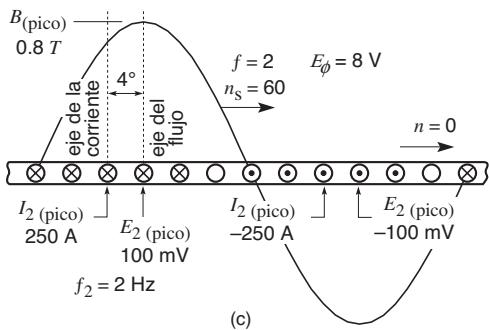
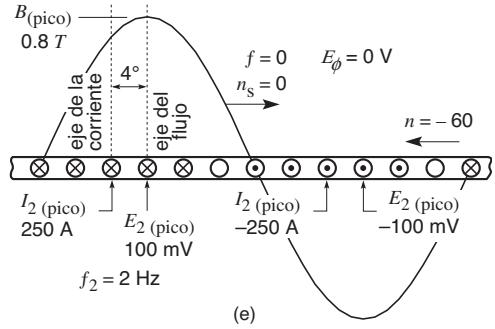
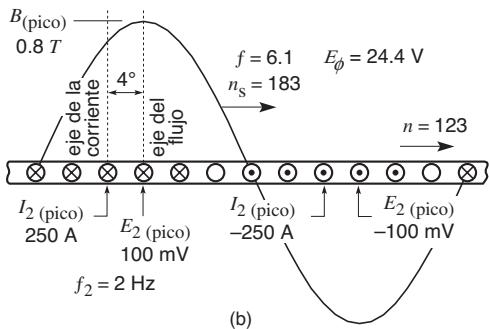
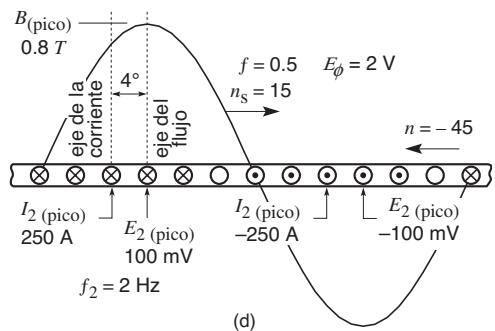
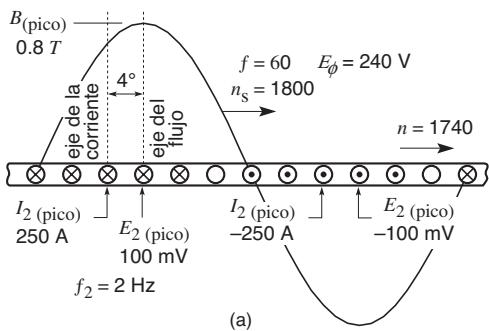


Figura 23.38

Características de un motor de inducción: modo de par o momento de torsión constante.

y corrientes del rotor. Utilizaremos estos detalles para el análisis de los modos de operación subsiguientes (Figs. 23.38b a 23.38f).

Fig. 23.38a: Modo de operación nominal. La frecuencia f aplicada al estator es de 60 Hz, y por tanto la velocidad síncrona es de 1800 r/min. El motor desarrolla el par o momento de torsión nominal a 1740 r/min, lo cual corresponde a una velocidad de deslizamiento de $(1800 - 1740) = 60$ r/min. Por lo tanto, la frecuencia correspondiente del rotor está dada por la ecuación 23.2:

$$f_2 = Sp/120 \quad (23.2)$$

así que

$$f_2 = (60 \times 4)/120 = 2 \text{ Hz}$$

Se sabe que el voltaje pico inducido en cada barra del rotor en estas condiciones es de 100 mV y la corriente pico correspondiente es de 250 A. También se sabe que la corriente va 4° detrás del voltaje, por lo que el eje de la corriente va 4° detrás del eje del flujo. La orientación del flujo es excelente.

Conforme el flujo mutuo pasa a través de los devanados estacionarios del estator, induce en cada fase un voltaje E_ϕ de 240 V, a una frecuencia de 60 Hz.

Figura 23.38b: Operación a 6.1 Hz. La frecuencia aplicada al estator se redujo a 6.1 Hz, así que la velocidad síncrona es de 183 r/min. Para producir el mismo par o momento de torsión que aparece en la figura 23.38a, la corriente en las barras del rotor debe ser exactamente como era antes en cuanto a magnitud, frecuencia y fase. Esto ocurre cuando la velocidad de deslizamiento ($n_s - n$) es de nuevo de 60 r/min. Por lo tanto, el par o momento de torsión a plena carga se produce cuando el rotor gira a $(183 - 60) = 123$ r/min.

Ahora el voltaje E_ϕ inducido en el estator es menor que antes, porque el flujo sólo está girando a 183 r/min. El valor de E_ϕ es fácil de calcular mediante el método de relación:

$$E_\phi = 240 \times 183/1800 = 24.4 \text{ V; frecuencia } 6.1 \text{ Hz}$$

Fig. 23.38c: Motor bloqueado. Ahora la frecuencia del estator se redujo a 2 Hz, así que la velocidad síncrona es de 60 r/min. Para producir el par o momento de torsión nominal, la velocidad de deslizamiento debe ser otra vez de 60 r/min. Esto significa que $n = (60 - 60) = 0$, así que el motor no está girando.

El voltaje inducido en el estator por el flujo mutuo es

$$E_\phi = 240 \times 60/1800 = 8 \text{ V; frecuencia } 2 \text{ Hz}$$

Fig. 23.38d: Motor operando como freno. La frecuencia del estator se redujo aún más a 0.5 Hz, por lo que la velocidad síncrona es de 15 r/min. Sin embargo, el motor aún puede desarrollar el par o momento de torsión nominal siempre que la velocidad de deslizamiento se mantenga a 60 r/min. Esto se logra si el rotor gira en la dirección *opuesta* al flujo a una velocidad de $(15 - 60) = -45$ r/min. Sin embargo, en este modo, cuando el flujo y el rotor giran en direcciones opuestas, el motor actúa como freno. El voltaje inducido en el estator es de 2 V.

Fig. 23.38e: Estator excitado por cd. La frecuencia del estator ahora es cero, lo que significa que en los devanados del estator fluye una corriente directa. No obstante, otra vez el par o momento de torsión nominal se puede obtener siempre que la velocidad relativa sea de 60 r/min. Esto sucede cuando el rotor gira a 60 r/min en cualquier dirección. El motor actúa otra vez como freno. El flujo no gira, así que $E_\phi = 0$.

Fig. 23.38f: Operación por encima de la velocidad base. Como otro ejemplo del desempeño de un motor en el modo de par o momento de torsión constante, la frecuencia del estator se eleva a 150 Hz, por lo que se produce una velocidad síncrona de 4500 r/min. Nuevamente, el par o momento de torsión nominal se obtiene cuando la velocidad de deslizamiento es de 60 r/min. Por consiguiente, el rotor está girando a 4440 r/min. Observe que ahora el E_ϕ inducido en el estator es bastante alto, pues alcanza $E_\phi = 240 \times 4500/1800 = 600$ V.

Es revelador que en los seis modos examinados las condiciones del rotor son idénticas. El voltaje pico inducido en las barras del rotor se mantiene a 100 mV, la corriente pico a 250 A y la frecuencia a 2 Hz. De hecho, a medida que se varía la frecuencia del estator, se ve que todo el comportamiento del motor depende de la velocidad de deslizamiento S . Es importante recordar que el flujo por polo se mantuvo fijo. Para satisfacer este requerimiento, la corriente magnetizante que produce el flujo mutuo debe mantenerse constante de alguna manera.

23.18 Características del control de velocidad variable (modo de caballos de fuerza constantes)

Volviendo al motor descrito por la figura 23.38a, suponga que el suministro de potencia electrónica sólo puede suministrar el máximo nominal de 240 V, pero que la frecuencia se puede aumentar a 400 Hz, si es necesario. Deseamos aumentar la velocidad del motor a cerca de 4500 r/min, lo que implica aumentar la frecuencia del estator a 150 Hz. Si la densidad de flujo pico se mantuviera a su nivel normal, el voltaje del estator tendría que ser de 600 V, como vimos en la figura 23.38f. Pero como el voltaje del estator está limitado a 240 V, la densidad de flujo pico se reducirá automáticamente en proporción al incremento de la frecuencia. Por lo tanto,

$$B_{\text{pico}} = (60/150) \times 0.8 \text{ T} = 0.32 \text{ T}$$

Esta densidad de flujo es 2.5 veces menor que el valor pico nominal, lo cual se ilustra en la figura 23.39. Para ver qué sucede con el par o momento de torsión y la velocidad, razonamos como sigue:

1. Para desarrollar el par o momento de torsión máximo posible, la corriente en las barras del rotor debe ser tan grande como sea posible, pero sin que exceda los límites térmicos. Esto significa que la corriente pico deberá ser otra vez de 250 A.
2. Para producir 250 A, el voltaje pico E_2 inducido en las barras del rotor debe ser nuevamente de 100 mV.
3. Si B_{pico} fuera igual a 0.8 T, una velocidad de deslizamiento de 60 r/min sería suficiente para generar 100 mV. Pero ahora B_{pico} es de sólo 0.32 T, lo cual es 2.5 veces menos. Por consiguiente, la única forma de hacer que E_2 sea de 100 mV es que la velocidad de deslizamiento se incremente en un factor de 2.5. Así, la velocidad de deslizamiento requerida debe ser de $2.5 \times 60 = 150$ r/min. La velocidad resultante del motor es de $4500 - 150 = 4350$ r/min.
4. El flujo por polo es de sólo 1/2.5 de su valor nominal, así que el par o momento de torsión también es de 1/2.5 de su valor nominal. Sin embargo, la velocidad del motor es casi 2.5 veces su velocidad base nominal y por tanto los caballos de fuerza permanecen en su valor nominal. El motor está operando en el modo de caballos de fuerza constantes.

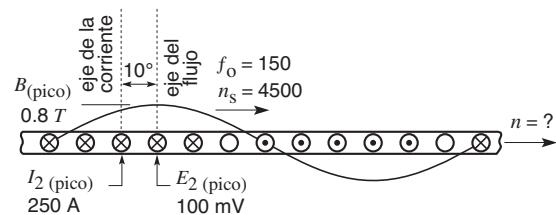


Figura 23.39

Características de un motor de inducción: modo de caballos de fuerza constantes.

5. La frecuencia en el rotor ya no es de 2 Hz porque la velocidad de deslizamiento es 2.5 veces mayor que en la figura 23.38a. La frecuencia en el rotor es $2.5 \times 2 \text{ Hz} = 5 \text{ Hz}$. Esta frecuencia más alta hará que la corriente se retrase unos cuantos grados extra con respecto a E_2 . El ángulo entre el eje del flujo y el eje de la corriente es mayor que en la figura 23.38, pero la reducción del par o momento de torsión debido a este cambio en la orientación del flujo es mínima.

Si fuera necesario aumentar la velocidad en un factor de 20 (es decir, a $20 \times 1800 = 36000$ r/min), al mismo tiempo que se limita E_ϕ a 240 V, se tendría que reducir la densidad de flujo por un factor de 20. Para generar los 100 mV en las barras del rotor, la velocidad de deslizamiento tendría que ser de $20 \times 60 = 1200$ r/min. Ésta corresponde a una frecuencia en el rotor de $20 \times 2 \text{ Hz} = 40 \text{ Hz}$. La orientación del flujo sería deficiente y la caída resultante del par o momento de torsión sería tan grave que probablemente no se podría mantener el modo de caballos de fuerza constantes.

23.19 Característica de control de velocidad variable (modo de generador)

En controles de motores de inducción de velocidad variable se utiliza con mucha frecuencia el modo de operación de generador. Recordemos que un motor de inducción se transforma en generador siempre que el flujo en el estator gira en la misma dirección que el rotor, pero a una velocidad más lenta.

Estudiaremos dos casos, uno en el que el motor está girando casi a velocidad nominal y otro en el que la velocidad es mucho menor. Estas condiciones están re-

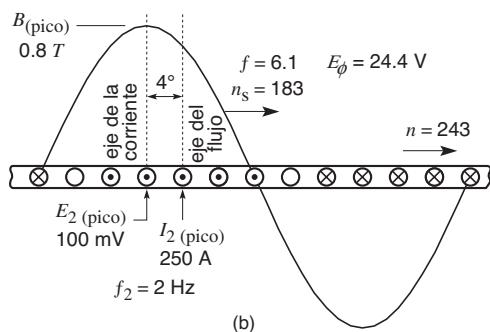
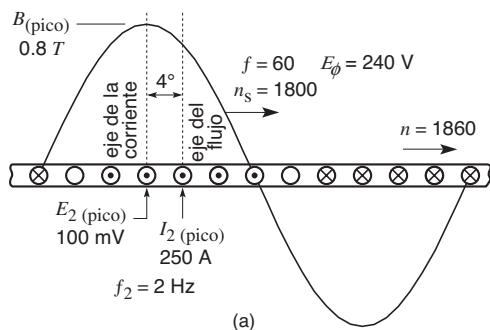


Figura 23.40
Características de un motor de inducción: modo de generador.

presentadas en las figuras 23.40a y 23.40b. En ambos casos, el par o momento de torsión en modo de generador es igual al par o momento de torsión nominal y se utilizan los mismos datos de las figuras 23.38 y 23.39.

Fig. 23.40a: Modo de generador, velocidad nominal.
La frecuencia en el estator es de 60 Hz, así que la velocidad síncrona es de 1800 r/min. El rotor gira a 1860 r/min; por consiguiente, la velocidad de deslizamiento es de 60 r/min. Como en los ejemplos previos, la frecuencia del rotor es de 2 Hz y otra vez la corriente está retrasada 4° con respecto a E_2 . Sin embargo, existe una importante diferencia porque la dirección del flujo de corriente es inversa a la de la figura 23.38a. Además, ahora el eje de la corriente está *4° adelantado* con respecto al eje del flujo. El punto importante a recordar es la inversión de la corriente en el rotor, pues es la que produce la acción de generador del motor.

Fig. 23.40b: Modo de generador, baja velocidad.

En este caso, la frecuencia en el estator es de 6.1 Hz y produce una velocidad síncrona de 183 r/min. El rotor gira a 243 r/min y nuevamente la velocidad de deslizamiento es de 60 r/min. Por consiguiente, los voltajes y las corrientes en el rotor son iguales que en la figura 23.40a. La potencia está siendo alimentada otra vez del rotor al estator.

23.20 Motor de inducción y su circuito equivalente

El control del par o momento de torsión y velocidad de un motor de inducción de jaula de ardilla es más difícil de lograr que en un motor de cd porque el rotor no está accesible, y por tanto la corriente de éste no se puede controlar directamente. La corriente en el rotor es inducida por la corriente que fluye en el estator. Además, la corriente en el estator también produce el mismo flujo que se requiere para producir el par o momento de torsión. Esta compleja situación se resuelve mejor recurriendo al circuito equivalente de un motor de inducción trifásico.

En la figura 23.41 se muestra el circuito completo para una fase (tomado del capítulo 15). Es muy similar al diagrama del circuito de un transformador. Los parámetros del motor se dan a continuación:

r_1 = resistencia del estator

x_1 = reactancia de dispersión en el estator

x_2 = reactancia de dispersión en el rotor referida al estator

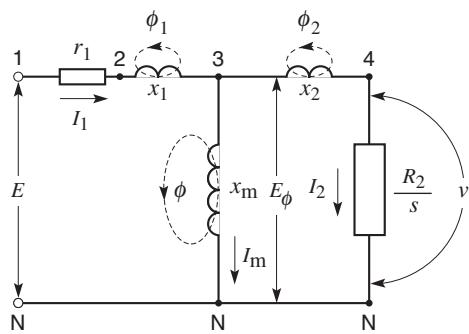
r_2 = resistencia del rotor referida al estator

x_m = reactancia magnetizante en el estator

s = deslizamiento (no velocidad de deslizamiento)

En esta figura, por simplicidad, no se incluyó la rama que representan las pérdidas en el hierro.

El voltaje E aplicado entre la línea 1 y el neutro N produce una corriente I_1 en el estator, la cual se compone de dos partes, I_m e I_2 . I_m es la corriente magnetizante que produce el flujo Φ en el entrehierro. La corriente I_2 es un reflejo de la corriente que fluye realmente en el rotor; es el componente de la corriente en el estator que produce el par o momento de torsión. El flujo Φ es el flujo mutuo que enla-

**Figura 23.41**

Circuito equivalente para una fase de un motor de inducción trifásico (vea el capítulo 15).

za el estator y el rotor. Es precisamente el flujo ilustrado en las figuras 23.38, cuya densidad de flujo pico es $B_{(\text{pico})}$ y el cual induce el voltaje E_ϕ .

Los flujos Φ_1 y Φ_2 asociados con x_1 y x_2 son los flujos de dispersión en el estator y el rotor, respectivamente. La suma de Φ y Φ_1 es el flujo total que enlaza el estator. Dicha suma induce el voltaje E_{2N} en éste. Asimismo, la suma de Φ y Φ_2 es igual al flujo total que enlaza el rotor. Ahora, dicha suma induce el voltaje E_{4N} en éste.

La resistencia R_2/s es una forma simulada de representar la potencia activa P_r transmitida a través del entrehierro, del estator al rotor, por inducción. Esta “resistencia a la potencia” se puede expresar en función de la velocidad de deslizamiento S :

$$\text{resistencia a la potencia} = \frac{R_2}{s} = \frac{R_2 n_s}{S} \quad (23.3)$$

23.21 Circuito equivalente de un motor práctico

¿Qué información puede dar este circuito en el caso de un motor práctico? Considere la figura 23.42a, la cual muestra el circuito equivalente de un motor de jaula trifásico de 5 hp, 460 V, 60 Hz y 3510 r/min. Los parámetros a 60 Hz se dan a continuación:

$$r_1 = 1.5 \Omega$$

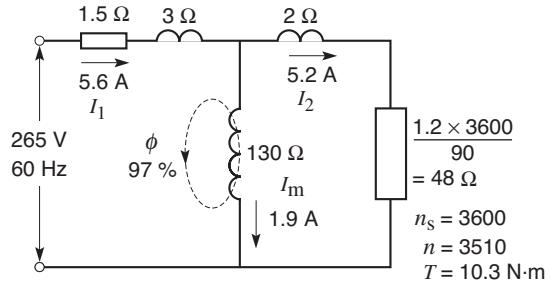
$$r_2 = 1.2 \Omega$$

$$x_m = 130 \Omega$$

$$x_1 = 3 \Omega$$

$$x_2 = 2 \Omega$$

$$n_s = 3600 \text{ r/min}$$

**Figura 23.42a**

Circuito equivalente de un motor de inducción trifásico de 2 polos, 5 hp, 460 V y 60 Hz a plena carga.

Cuando el motor opera a plena carga, la velocidad es de 3510 r/min, la cual corresponde a una velocidad de deslizamiento de $(3600 - 3510) = 90$ r/min. El voltaje de línea a neutro E es de $460/\sqrt{3} = 265$ V. Por lo tanto, la resistencia a la potencia en el circuito es igual a $R_2 n_s / S = 1.2 \times 3600 / 90 = 48 \Omega$.

Después de resolver el circuito, tenemos que

$$I_1 = 5.6 \text{ A} \quad I_2 = 5.2 \text{ A} \quad I_m = 1.9 \text{ A}$$

El par o momento de torsión a plena carga desarrollado por las tres fases está dado por

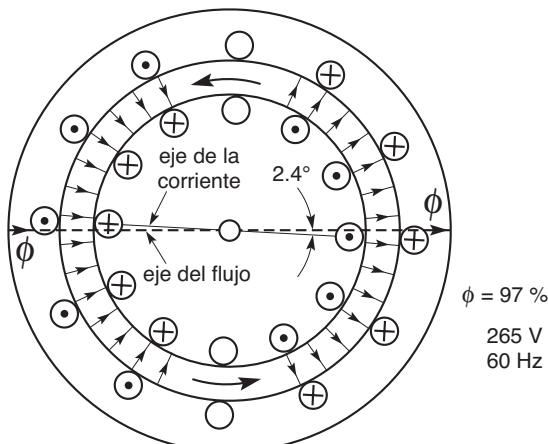
$$T = \frac{9.55 P_r}{n_s} \times 3 \quad (13.9)$$

$$= \frac{9.55 \times 5.2^2 \times 48}{3600} \times 3 = 10.3 \text{ N}\cdot\text{m}$$

La corriente magnetizante I_m produce el flujo Φ en el entrehierro. Su valor a plena carga es de 97% su valor sin carga, razón por la cual Φ se designa como de 97%.

Cuando estas corrientes se observan en la máquina real, se obtiene la imagen mostrada en la figura 23.42b. El flujo gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj a 3600 r/min, y arrastra al rotor junto con él. Podemos ver que el eje de rotación está retrasado sólo 2.4° con respecto al eje del flujo. En consecuencia, la orientación del flujo es excelente. El lector observará que los 2.4° son iguales al ángulo de fase determinado por la resistencia a la potencia (48 Ω) y la reactancia de dispersión x_2 (2 Ω) del rotor.

Considere ahora la situación en que el rotor está bloqueado, con el voltaje total aplicado al estator

**Figura 23.42b**

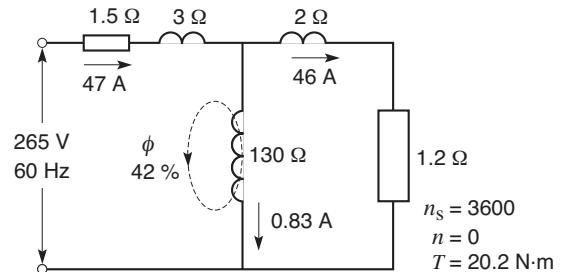
A plena carga, el flujo a través del entrehierro está orientado a 2.4° con respecto a la corriente en el rotor. El flujo gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj.

(Fig. 23.43a). La resistencia a la potencia ahora es simplemente igual a R_2 , o $1.2\ \Omega$. Después de resolver el circuito, vemos que las corrientes son mucho mayores y que la orientación de Φ e I_2 han cambiado. De hecho, el eje de la corriente en el rotor está retrasado 59° con respecto al eje del flujo; por consiguiente, ocurre una gran reducción del par o momento de torsión que de lo contrario estaría disponible. Además, el flujo a través del entrehierro se redujo a 42% de su valor nominal, como lo corrobora la caída de la corriente magnetizante, la cual es ahora de sólo $0.83\ A$. Obviamente, ésta no es una condición satisfactoria en cuanto a la producción del par o momento de torsión. Dicha condición se debe directamente a la alta velocidad de deslizamiento ($S = 3600\ r/min$) y la consecuente alta frecuencia en el rotor ($60\ Hz$).

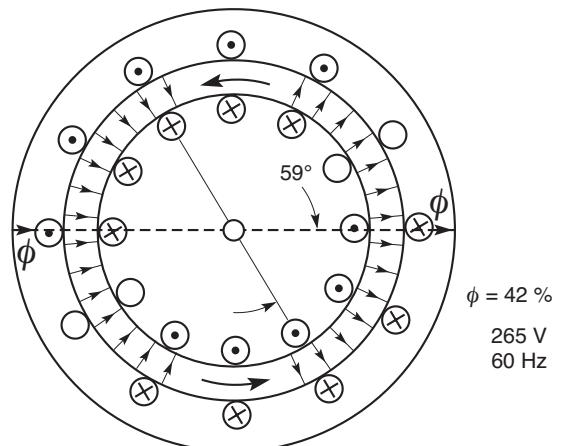
Con esta información básica, ahora analizaremos el comportamiento del motor cuando es excitado por una fuente de frecuencia variable.

23.22 Volts por hertz de un motor práctico

En las secciones 20.18 y 20.19 vimos que en controles de velocidad variable, la curva de par o momento de torsión-velocidad y la de corriente-velocidad conservan la misma forma siempre que el voltaje varíe en pro-

**Figura 23.43a**

Circuito equivalente de un motor de inducción de 5 hp con el rotor bloqueado a voltaje y frecuencia nominales.

**Figura 23.43b**

Con el rotor bloqueado, el flujo en el entrehierro está orientado a 59° con respecto a la corriente en el rotor. El flujo gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj.

porción a la frecuencia. Esto ha dado lugar a la llamada regla de volts constantes por hertz. Cuando la relación volts/hertz se mantiene constante, el flujo en el motor permanece esencialmente igual dentro de un amplio rango de velocidades. Sin embargo, a bajas velocidades surge un problema. Por ejemplo, veamos cómo funciona esta regla cuando el motor comercial de 5 hp, $3510\ r/min$, $460\ V$ y $60\ Hz$ es controlado por una fuente de $6\ Hz$, que es un décimo de la frecuencia base.

Si aplicamos la regla de volts por hertz, el voltaje de línea es un décimo de $460\ V$, o $46\ V$. Por lo tanto, el voltaje de línea a neutro es de $26.5\ V$. Todas las reactivas disminuyen en un factor de 10, como podemos

ver en la figura 23.44a. Suponiendo la misma velocidad de deslizamiento de 90 r/min para obtener el par o momento de torsión nominal, entonces la resistencia a la potencia es igual a 4.8Ω . De este modo, todas las impedancias en la figura 23.44a son diez veces menores que las de la figura 23.42a, —excepto por la resistencia del estator de 1.5Ω , la cual no cambia.

Después de resolver el circuito de la figura 23.44a, vemos que el par o momento de torsión producido por las tres fases es

$$\begin{aligned} T &= \frac{9.55 P_r}{n_s} \times 3 & (13.9) \\ &= \frac{9.55 \times 4^2 \times 4.8}{360} \times 3 = 6.1 \text{ N}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

Este par o momento de torsión es mucho menor que el valor nominal de $10.3 \text{ N}\cdot\text{m}$. ¿Qué ha sucedido? Los cálculos indican que la corriente magnetizante es de sólo 1.5 A , comparada con la de 1.9 A de la figura 23.42a. Por consiguiente, el flujo en el entrehierro es mucho menor que antes. Ésa es la razón de la gran caída del par o momento de torsión.

Por lo tanto, la regla de volts/hertz constantes conduce a una gran caída del par o momento de torsión a bajas velocidades. La causa es la resistencia del estator. Si no estuviera presente, la regla funcionaría a la perfección.

La caída del par o momento de torsión se puede remediar elevando sistemáticamente el voltaje del estator, para compensar la caída IR en éste. Esta compensación de refuerzo del par o momento de torsión se puede introducir cuando el motor es controlado electrónicamente mediante un control PWM.

23.23 Control de velocidad y de par o momento de torsión de motores de inducción

El problema al controlar el par o momento de torsión y la velocidad es que la corriente magnetizante I_m y la corriente I_2 que produce el par o momento de torsión se fusionan en una sola corriente, la corriente I_1 que fluye en el estator. Para controlar el par o momento de torsión, esta corriente se debe dividir en sus componentes I_m e I_2 . Además, es conveniente que I_m se mantenga cerca de su valor nominal, para garantizar que el flujo sea lo más grande posible sin saturación excesiva del hierro.

Para estar al tanto de todas estas variables, es necesario conocer los parámetros del motor. Con este fin, algunos sistemas de control PWM incorporan una ca-

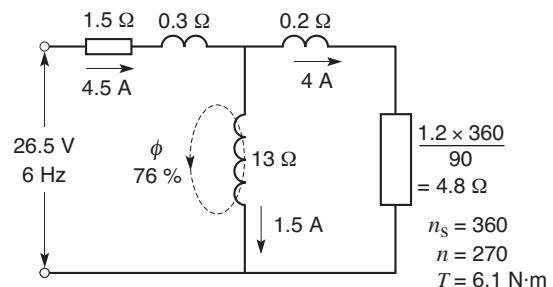


Figura 23.44a
Motor de inducción de 5 hp que opera a un décimo del voltaje y frecuencia nominales.

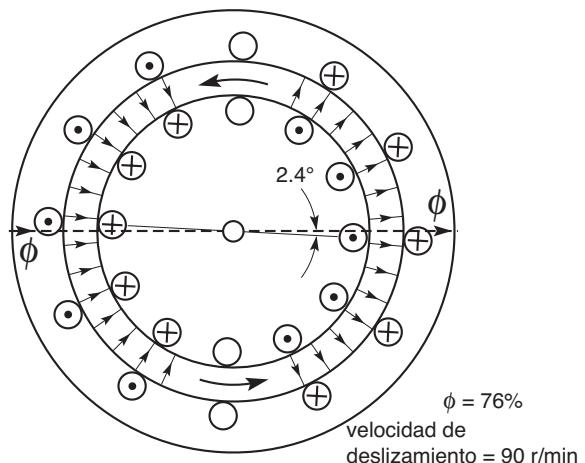


Figura 23.44b
Motor que gira a 270 r/min.

racterística que realmente mide los parámetros del rotor y el estator. Esta medición se hace una vez, al par o momento de instalar el control.

Cuando el motor está en operación, el voltaje y la corriente del estator, así como la frecuencia y la velocidad, son detectados por transductores y comparados con los valores deseados. La computadora del sistema de control determina entonces los componentes I_m e I_2 y ajusta automáticamente el voltaje, la frecuencia y la corriente que se requieren.

La detección de la velocidad genera un problema, porque se tienen que agregar codificadores de eje. Esto no es fácil en el caso de motores que ya están instalados y cuyas extensiones de eje no están accesibles.

Por esta razón existen otros algoritmos mediante los cuales la computadora puede estimar la velocidad, sin retroalimentación del eje. Esto da buenos resultados si la velocidad no es demasiado baja. Pero si la velocidad es de sólo unas cuantas revoluciones por minuto, o si se requiere un servocontrol de posición, es necesario utilizar un codificador.

Con una computadora a cargo de la velocidad y por el momento de torsión, es posible incluir muchas funciones adicionales, como tasa de aceleración, desaceleración, protección contra sobrecorriente, etc., como parte del sistema de control. Además, el usuario final puede programar funciones especiales en la computadora.

La computadora realiza los cálculos de alta velocidad y envía señales al convertidor que controla el motor, para lograr el resultado deseado. Por lo tanto, el control PWM de motores de inducción se hace posible gracias a muchos dispositivos complejos, además del convertidor comutador.

23.24 Frecuencias portadoras

Los controles PWM para motores de inducción utilizan varias frecuencias portadoras, que van desde 1 kHz hasta cerca de 16 kHz. A menudo, estas frecuencias se pueden cambiar en el campo para satisfacer necesidades particulares. Uno de los inconvenientes es el ruido, el cual, en ambientes silenciosos, es muy notorio en el rango de 1 kHz a 2 kHz. Por esta razón, las frecuencias portadoras se han elevado a 10 kHz y más porque están fuera de la capacidad auditiva humana. Desafortunadamente, con altas frecuencias siempre es necesario disminuir la capacidad de manejo de potencia de los semiconductores.

El abrupto tiempo de elevación del voltaje portador también ha generado problemas de aislamiento en algunos motores. El abrupto tiempo de elevación produce dos efectos. En primer lugar, debido a la desigualdad entre la impedancia a alta de frecuencia de los devanados del motor y la del cable conector, el voltaje a través de las terminales del motor tiende a duplicarse durante una fracción de un microsegundo en cada impulso del voltaje PWM. En segundo lugar, durante estos picos abruptos, la inductancia y la capacitancia distribuidas de los devanados del motor hacen que aparezca un voltaje duplicado a través de las primeras vueltas de los devanados del motor. Como resultado, el esfuerzo dieléctrico en estas vueltas es mucho mayor de lo normal y provoca una eventual

interrupción del aislamiento. En algunos casos se han agregado filtros para atenuar el efecto, en particular cuando el motor está localizado a más de 50 m del convertidor.

23.25 Control dinámico de motores de inducción

Si se utiliza un control PWM para variar la velocidad de un compresor o ventilador, el cambio de velocidad casi siempre se realiza con cierta lentitud, pero una vez ajustada, el motor funciona esencialmente a velocidad constante. En estas condiciones, el motor se comporta como un motor de inducción ordinario, excepto que la frecuencia es, por ejemplo, de 47 Hz en lugar de 60 Hz. Los voltajes y corrientes fundamentales son sinusoidales y el diagrama de circuito equivalente es suficiente para describir el comportamiento del motor, aun cuando la velocidad esté cambiando.

Sin embargo, en algunas aplicaciones de máquinas herramienta, el motor debe acelerarse rápidamente, funcionar en reversa, detenerse y arrancar mientras está respondiendo a momentos de torsión que pueden cambiar repentinamente y sin aviso, todo en cuestión de milisegundos. En tales condiciones, el comportamiento del motor sólo puede ser descrito mediante ecuaciones especiales que son mucho más complejas que las aquí cubiertas por el circuito equivalente. Durante estas condiciones transitorias, los voltajes y corrientes ya no son sinusoidales, y las formas de onda generadas por computadora cambian de un instante a otro. Durante estos períodos de transición, tanto el valor como la orientación del flujo deben mantenerse para desarrollar instantáneamente el par o momento de torsión requerido.

La rápida comutación de los IGBTs que operan a frecuencias portadoras de varios kilohertz, así como las computadoras de alta velocidad, han hecho posible este tipo de control dinámico. A menudo se llama *control vectorial de flujo*, pero también se utilizan otros nombres. Obviamente, no se requiere control vectorial para controlar un ventilador o compresor, pues no se necesitan rápidos cambios de velocidad. Tampoco se requiere control vectorial para controlar cargas de alta inercia que inherentemente tardan un tiempo considerable en cambiar de velocidad. De hecho, la inercia desempeña un papel importante en el ajuste de todos los controles PWM.

Existen muchas formas de designar controles de motor de inducción de alta respuesta, pero hasta ahora

no se ha desarrollado un método que sea considerado como el mejor. Sin embargo, hay unos cuantos principios básicos comunes a todos los controles vectoriales, y los estudiaremos brevemente en la siguiente sección.

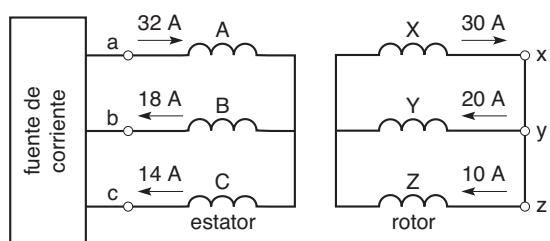
23.26 Principio del control vectorial del flujo

Cuando un motor de inducción funciona de forma continua, podemos utilizar cualquiera de las tres fases como modelo de todo. De este modo obtenemos un diagrama de circuito simple y unas cuantas ecuaciones simples que describen adecuadamente el comportamiento del motor. Los voltajes y corrientes de fase respectivos tienen formas de onda sinusoidales, cuya frecuencia es constante, todas separadas nítidamente por ángulos de fase de 120° .

Esta situación de calma se ve completamente trastornada cuando el motor es sometido a pares o momentos de torsión que cambian con rapidez, o si de repente tiene que cambiar la velocidad. El comportamiento es particularmente complejo cuando la inercia del control es tan pequeña que su constante de tiempo mecánica es del mismo orden de magnitud que la constante de tiempo eléctrica del control. Cuando estos controles de alta respuesta se someten a alteraciones, o cuando deben seguir con rapidez órdenes cambiantes, los voltajes y las corrientes ya no son sinusoidales y el término *ángulo de fase* pierde su significado.

En estas condiciones especiales, las corrientes y los voltajes en las tres fases se deben considerar sobre una base instantánea, tanto para el estator como para el rotor. En la explicación que sigue supondremos un motor de rotor devanado para que sea más fácil visualizar las corrientes y la posición del rotor. No obstante, un motor con rotor de jaula funciona de la misma manera.

La figura 23.45 es un diagrama esquemático de un motor de 2 polos trifásico. Suponga que las corrientes instantáneas que fluyen en los devanados del estator y del rotor son como se muestran. Las corrientes de 32A, 18A y 14A en el estator son generadas por una fuente de corriente apropiada, la cual establece tanto sus magnitudes instantáneas como sus ritmos de cambio instantáneos. Las magnitudes instantáneas inducen voltajes por *velocidad* en los devanados del rotor que son proporcionales a la velocidad de rotación. En cambio, los ritmos de cambio instantáneos de las corrientes en el estator inducen voltajes por *inducción* en los devanados del rotor. La suma de los voltajes por *velocidad* y los voltajes por *inducción* ocasiona las co-



ángulo mecánico entre el rotor y el estator = 20°

Figura 23.45

Corrientes instantáneas en los devanados del rotor y del estator de un motor de inducción trifásico de 2 polos.

rientes en el rotor. Por desgracia, las corrientes en el rotor no pueden cambiar instantáneamente como respuesta a los cambios en estos dos tipos de voltajes. El retraso se debe a la inductancia de los devanados del rotor. Por consiguiente, la constante de tiempo L_2/R_2 del rotor (por fase) desempeña un importante papel en la respuesta de controles de alto desempeño.

La fuente de corriente está diseñada para producir cambios rápidos en las corrientes del rotor seleccionadas modificando tanto la magnitud como el ritmo de cambio de corrientes del estator específicas. Por consiguiente, una de las funciones de un control vectorial es detectar las corrientes del estator que producirán los cambios deseados en corrientes específicas del rotor, al mismo tiempo que desarrollan el par o momento de torsión requerido y mantienen el flujo nominal y su orientación apropiada en el entrehierro. Evidentemente, esto no es fácil.

Para explicar el principio de un control vectorial, es mucho más fácil utilizar un ejemplo numérico. Así pues, las magnitudes y direcciones de las corrientes instantáneas se muestran esquemáticamente en la figura 23.45. La ubicación física de los devanados A, B, C del estator y la posición instantánea de los devanados X, Y, Z del rotor se muestran en la figura 23.46. Los devanados distribuidos del estator y del rotor se muestran como bobinas únicas. También se muestran los flujos de corriente instantánea de las bobinas respectivas. Se supone que las bobinas individuales tienen 10 vueltas. El rotor gira en el sentido de las manecillas del reloj. En este instante, su posición es tal que los devanados X, Y, Z están desplazados 20° en el sentido de las manecillas del reloj con respecto a los devanados A, B, C correspondientes del estator.

Las corrientes en las tres bobinas del estator producen fuerzas magnetomotrices (fmm) que actúan per-

perpendiculares al plano de las bobinas individuales. Por lo tanto, aplicando la regla de la mano derecha, la fase A produce una fmm de $32 \text{ A} \times 10$ vueltas = 320 A, dirigida verticalmente hacia arriba (Fig. 23.47). Asimismo, la fase B produce una fmm de $18 \text{ A} \times 10$ vueltas = 180 A, dirigida hacia la izquierda con un ángulo de 60° con respecto a la vertical. A su vez, la fase C produce una fmm de $14 \text{ A} \times 10$ vueltas = 140 A, inclinada 60° a la derecha con respecto a la vertical.

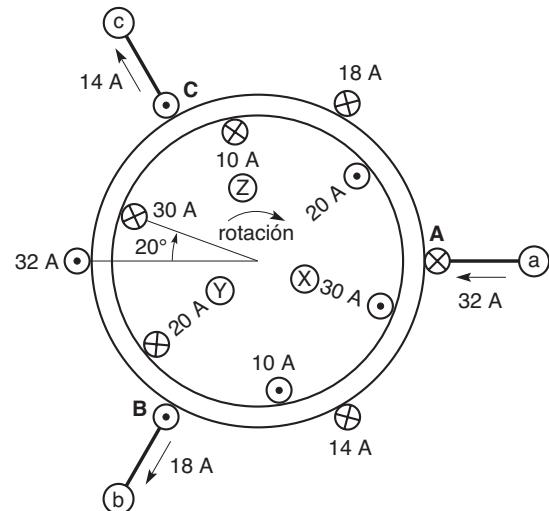


Figura 23.46
Posición instantánea de los devanados del rotor y del estator.

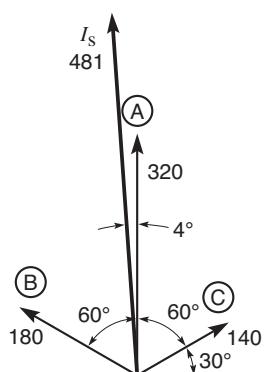


Figura 23.47
Magnitud y orientación instantáneas en el espacio de las fmm del estator.

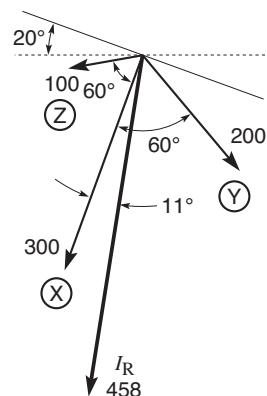
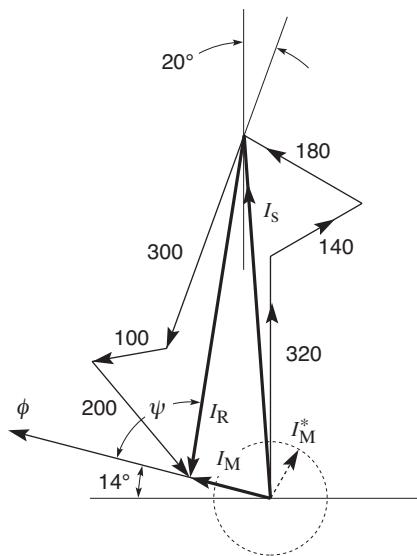


Figura 23.48
Magnitud y orientación instantáneas en el espacio de las fmm del rotor.

La suma vectorial de estas fmm produce una fmm I_s en el estator de 481 A, inclinada 4° con respecto a la vertical. Esta fmm única representa el efecto combinado de las tres fases. Es como si todo el estator fuera reemplazado en este momento particular por una sola bobina de 10 vueltas que conduce una corriente de 48.1 A. El plano de esta bobina ficticia está inclinado 4° con respecto a la horizontal.

Consideremos ahora el rotor. Las bobinas individuales producen fmm orientadas del mismo modo que en el caso del estator. Por lo tanto, las corrientes respectivas producen fmm de 300 A, 200 A y 100 A, las cuales están orientadas a 60° entre sí. Sin embargo, a causa de la posición del rotor con respecto al estator, todo el grupo de fmm se desplaza 20° (Fig. 23.48). La resultante de estas fmm es una fmm I_R en el rotor de 458 A dirigida hacia abajo a un ángulo de 9° en el sentido de las manecillas del reloj con respecto a la vertical. Por consiguiente, en este instante, los tres devanados del rotor pueden ser reemplazados por una bobina única de 10 vueltas, que transporta una corriente de 45.8 A. El plano de esta bobina ficticia está inclinado 9° con respecto a la horizontal.

Combinemos los vectores de las figuras 23.47 y 23.48 en un solo diagrama vectorial de fmm (Fig. 23.49). Ésta muestra de nuevo cómo se combinan los vectores del estator y del rotor para producir los vectores de fmm I_s e I_R resultantes. Sus valores respectivos son 486 A y 456 A (no mostrados). Sin embargo, también revela que la suma vectorial de I_s e I_R produce un

**Figura 23.49**

La suma de las fmm del estator y del rotor produce una fmm I_M , la cual crea el flujo en el entrehierro.

vector I_M . Esta importante fmm neta es la que produce el flujo mutuo Φ en el entrehierro. Éste es el mismo flujo que aparece en la figura 23.41 y en otra parte en este capítulo. La fmm I_M tiene una magnitud de 110 A, inclinada 14° con respecto a la horizontal.

El par o momento de torsión es creado por la interacción de la fmm I_R en el rotor y el flujo mutuo Φ . La relación está dada por

$$T = I_R \Phi \sin \psi \quad (23.4)$$

Para maximizar el par o momento de torsión, el ángulo Ψ debe aproximarse a 90°, y ése es uno de los objetivos de la unidad de control vectorial PWM. Otro objetivo es ajustar la magnitud de I_M para producir un flujo nominal Φ en el entrehierro. Por lo tanto, la magnitud real de I_M se debe ajustar para que iguale la I_M^* deseada. En la figura 23.49 el valor de I_M es un poco grande porque lo ideal es que la punta de I_M quede en el círculo punteado cuyo radio es I_M^* .

Recordemos que uno de los objetivos del control vectorial es descomponer la fmm I_S del estator en dos partes: el componente que produce el flujo Φ y el componente que produce el momento de torsión. Estos componentes se hacen evidentes en la figura 23.49; corresponden a los vectores I_M e I_R , respectivamente.

Al observar la figura 23.49, es obvio que los seis vectores generados por los seis devanados cambiarán de un instante a otro, tanto en magnitud como en dirección. El reto del control vectorial frente al cambio de pares o momentos de torsión y velocidades es (1) mantener el vector I_M en el círculo punteado; (2) mantener el ángulo ψ cerca de 90°, y (3) evitar que I_S exceda sus límites máximos permisibles.

El lector observará que se pone énfasis en el control de la *corriente* en los tres devanados del estator. Para producir las corrientes requeridas, los voltajes generados por el convertidor PWM deben, a su vez, tener formas de onda apropiadas. Además, las corrientes instantáneas en el rotor deben ser inferidas de los voltajes y corrientes instantáneas en el estator, junto con la retroalimentación de un codificador (si es necesario) para determinar la posición del rotor. Estas lecturas se incluyen en un modelo matemático del motor, en el cual se guardan todos los parámetros de control.

En la mayoría de los controles vectoriales, las lecturas trifásicas se convierten en valores bifásicos equivalentes porque son fáciles de manipular. De hecho, para propósitos de cálculo, el motor trifásico se transforma en una máquina bifásica equivalente. Este método permite expresar todos los valores en función de ejes de cuadratura y directos.

Es un tributo para los diseñadores de controles vectoriales que se hayan inventado tales sistemas de control complejos. Pero un vistazo a los vectores siempre cambiantes de la figura 23.49 y su concepto subyacente, revela que la rápida comutación PWM y la respuesta computarizada en nanosegundos y en tiempo real, es lo que ha hecho posible la aparición de estos extraordinarios controles.

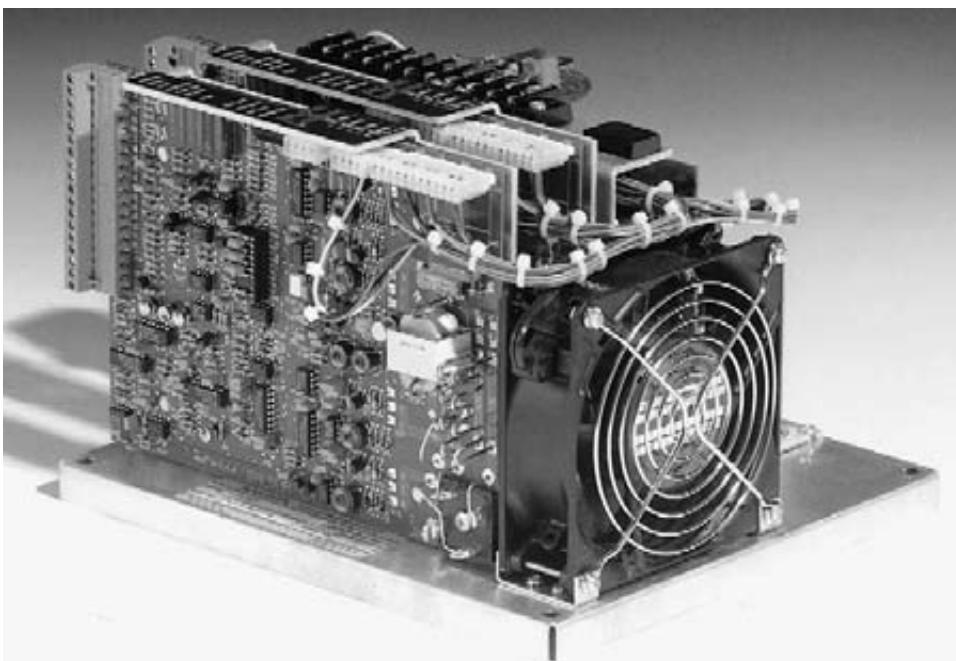
23.27 Control de velocidad variable y tracción eléctrica

Existen muchas aplicaciones en las que es necesario controlar el par o momento de torsión y la velocidad de un motor de inducción. Examinaremos la tracción eléctrica porque en esta categoría el par o momento de torsión y la velocidad cubren un rango particularmente amplio, incluyendo la acción de generador.

La tracción eléctrica también es interesante porque muchas líneas de potencia para trenes eléctricos suministran potencia monofásica de 60 Hz, a voltajes desde 5 kV hasta 25 kV. El factor de potencia del vehícu-

**Figura 23.50**

Este motor controlado por vector de flujo y enfriado por ventilador está equipado con un codificador óptico (no visible) que permite la detección exacta de la posición del eje en cualquier instante. Los codificadores estándar producen 1024 pulsos por revolución. Capacidad nominal del motor: trifásico, 10 hp, 230 V, 60 Hz, velocidad base 1800 r/min. La velocidad varía desde cero hasta 4500 r/min. La frecuencia portadora PWM es nominalmente de 2.5 kHz u 8 kHz.
(Cortesía de Baldor Electric Company)

**Figura 23.51**

Vista interna de una unidad de control de vector de flujo PWM que muestra los complejos circuitos. Incluye IGBTs, amplificadores, filtros y muchos otros componentes controlados por un microprocesador. La retroalimentación del codificador, junto con la información provista por las instrucciones dadas mediante el teclado, permite un rango muy amplio de control de posición y velocidad. Por lo tanto, el momento de torsión puede ser programado de acuerdo con la posición y la velocidad, desde cero hasta varios miles de revoluciones por minuto.

Las características típicas son 0.01 por ciento de regulación de la velocidad, 1 ms para la inversión del par o momento de torsión, y el monitoreo libre de vibraciones hasta la velocidad cero.

(Cortesía de Baldor Electric Company)

lo de transporte debe aproximarse lo más posible a la unidad para minimizar la caída del voltaje de línea. Además, la corriente que absorbe de la línea debe ser sinusoidal y sin armónicos, para evitar la interferencia con líneas telefónicas adyacentes. Como veremos, el convertidor de conmutación PWM ofrece una elegan-

te forma de satisfacer estos requerimientos sin tener que recurrir a filtros y capacitores correctores de factor de potencia.

Los motores de tracción son relativamente grandes, por lo que a menudo se utilizan GTOs. La frecuencia de conmutación de los GTOs es variable pe-

ro, por lo general, está limitada a un máximo de casi 250 Hz. Esta frecuencia portadora relativamente baja demanda una particular atención cuando se aplican métodos PWM.

En el rango de 60 Hz y más, los convertidores de conmutación se colocan de manera que suministren formas de onda rectangulares, las cuales ya estudiamos en la sección 23.10. Existe una importante ventaja al hacer esto, porque con un voltaje de enlace de cd dado, el voltaje rms fundamental es más alto cuando se utiliza una onda rectangular en lugar de una onda PWM. Aun cuando los armónicos de voltaje son importantes a estas frecuencias, los armónicos de corriente correspondientes son amortiguados

por la reactancia de los devanados del motor. Los armónicos 5o. y 7o. predominan: en una frecuencia fundamental de 60 Hz, corresponden a frecuencias de 300 Hz y 420 Hz.

Sin embargo, si se utiliza una onda rectangular a bajas frecuencias, los armónicos de corriente correspondientes se hacen muy grandes, por lo que se deben utilizar métodos PWM. La modulación por ancho de pulso puede ser sincronizada o desincronizada. Sincronización significa que la frecuencia portadora se establece de manera que sea un múltiplo integral exacto de la frecuencia fundamental deseada. De preferencia, el múltiplo es un número impar, como 3, 5, 7, etcétera.



Figura 23.52

Este control PWM de 3 hp, 460 V y el teclado integran la unidad de control y el motor en un solo paquete. Con un par o momento de torsión constante la velocidad se puede variar de 180 r/min hasta 1800 r/min. Por encima de 1800 r/min —hasta un máximo de 3600 r/min— el motor opera en el modo de caballos de fuerza constantes. Para un desempeño óptimo, la frecuencia portadora se puede ajustar a cualquier valor entre 1125 Hz y 18 kHz, aunque con una reducción progresiva de la capacidad de potencia.
(Cortesía de Baldor Electric Company)

Hemos visto que la sincronización es ventajosa siempre que la frecuencia portadora sea menos de diez veces la frecuencia deseada. Por lo tanto, si la frecuencia portadora es variable pero está limitada a un máximo de, digamos, 250 Hz, se debe sincronizar siempre que la frecuencia deseada exceda los 25 Hz. Por ejemplo, si la frecuencia deseada es de 43.67 Hz, la portadora debe ser ajustada al múltiplo impar más alto de esta frecuencia que no sobrepase el límite de 250 Hz del GTO. Por lo tanto, la portadora se debe ajustar exactamente a $5 \times 43.67 = 218.33$ Hz.

Si la frecuencia deseada es de menos de 25 Hz, podemos emplear el método PWM desincronizado, donde la portadora simplemente se mantiene fija al límite del GTO, es decir, a 250 Hz. En este modo, los armónicos se agrupan en torno a los múltiplos de 250 Hz.

Estos puntos se exponen con más claridad en el ejemplo siguiente.

23.28 Componentes principales

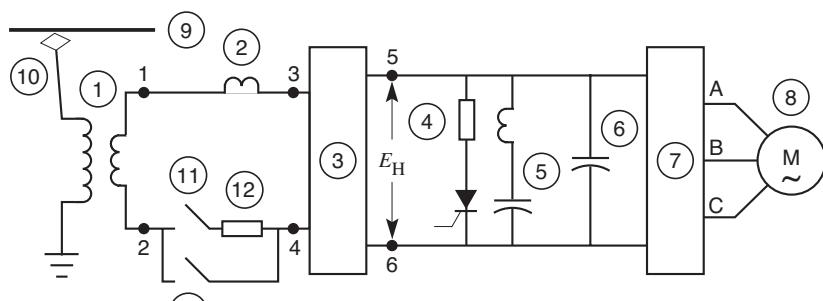
La figura 23.53 muestra los elementos básicos de un control para un vehículo de transporte. La línea catenaria suministra potencia monofásica a 15 kV y 60 Hz a un transformador que reduce el voltaje a 530 V. El

voltaje es alimentado a un convertidor PWM (3) que suministra 700 V al enlace de cd. El voltaje en éste es mantenido fijo mediante un capacitor (6) y el convertidor de commutación (7) proporciona la potencia trifásica a un motor de tracción (8).

Un resistor de frenado y un recortador (4) absorben potencia en el caso de que la línea catenaria no pueda absorberla toda durante una parada rápida. Un filtro sintonizado en serie de 120 Hz (5) absorbe la corriente al doble de la frecuencia generada por el convertidor (3), con lo cual ayuda a reducir la fluctuación del voltaje en el enlace de cd.

Cuando el sistema se conecta por primera vez a la línea de potencia, el interruptor (11) y el resistor (12) limitan la oleada de corriente debido a la presencia del capacitor (6). Despues, el interruptor (13) se cierra de inmediato.

La reactancia inductiva (2) actúa como filtro de la frecuencia portadora generada por el convertidor (3). Al mismo tiempo, establece la naturaleza del flujo de potencia activa y reactiva entre el convertidor (3) y el transformador (1). En la práctica, la reactancia de dispersión del transformador desempeña el papel de la reactancia de inducción.



- | | |
|--------------------------------------|--------------------------|
| (1) transformador monofásico | (8) motor de tracción |
| (2) inductor | (9) conductores elevados |
| (3) convertidor PWM | (10) pantógrafo |
| (4) resistor de frenado y recortador | (11) interruptor |
| (5) filtro | (12) resistor |
| (6) capacitor | (13) interruptor |
| (7) convertidor PWM | |

Figura 23.53

Diagrama esquemático de un sistema de control de tracción.

El circuito de la figura 23.53 está muy simplificado para ilustrar sólo aquellos puntos que deseamos recalcar.

El motor de tracción trifásico de 4 polos se describe como sigue:

tipo: inducción de jaula de ardilla

potencia: 160 kW

voltaje nominal: 545 V

rango de velocidad: 0 a 3000 r/min

velocidad base: 1800 r/min

clase de temperatura: H

ventilación forzada: 12 m³/min

masa: 520 kg

23.29 Modo de operación del convertidor trifásico

Podemos entender el modo de operación del convertidor (7) recurriendo a la figura 23.54. Los GTOs tienen un límite de frecuencia de, digamos, 300 Hz. Damos

por hecho que en el modo PWM la frecuencia portadora se mantendrá entre un mínimo de 200 Hz y un máximo de 300 Hz. El mínimo es una cuestión de elección en cuanto al nivel de armónicos de corriente que son permisibles. El máximo depende de las pérdidas por conmutación permisibles en los GTOs, más los márgenes de seguridad.

Cuando el motor funciona entre 1800 r/min (velocidad base) y 3000 r/min, las frecuencias correspondientes quedan entre 60 Hz y 100 Hz. En este rango se utiliza una onda rectangular de 6 escalones; por consiguiente, está disponible todo el voltaje de 700 V en el enlace de cd. El motor opera en el modo de caballos de fuerza constantes y el voltaje rms fundamental a través de las terminales del motor está dado por

$$E_{\text{línea}} = 0.78 E_d = 0.78 \times 700 = 546 \text{ V} \quad (23.1)$$

A frecuencias inmediatamente por debajo de 60 Hz, donde los armónicos comienzan a cobrar más importancia, se inicia el modo PWM desincronizado. Teniendo en cuenta que la frecuencia del GTO no debe exceder los 300 Hz, se infiere que se debe utilizar una relación de frecuencia de 5 para generar frecuencias de 60 Hz y más bajas. Conforme se reduce la frecuencia deseada, la frecuencia portadora debe reducirse en proporción, y ambas frecuencias seguirán la línea inclinada 5. Cuando se alcanza el límite más bajo de 200 Hz, es evidente que la frecuencia fundamental correspondiente es $200 \div 5 = 40$ Hz.

Entonces el programa salta a una relación de frecuencia de 7. En esta nueva línea de operación, la frecuencia portadora del GTO inicia en $7 \times 40 = 280$ Hz, la cual queda justo debajo del límite de 300 Hz. Luego, conforme la frecuencia fundamental se reduce gradualmente de 40 a 30 Hz, la frecuencia portadora la sigue de modo que siempre sea exactamente 7 veces la frecuencia fundamental. Cuando llega a los 30 Hz, el motor está funcionando a aproximadamente 900 r/min y la frecuencia portadora es de 210 Hz (un poco mayor que el mínimo de 200 Hz).

A estas alturas, se hace una transición al modo PWM desincronizado, utilizando la frecuencia máxima en el GTO (300 Hz), la cual es 10 veces la frecuencia deseada (30 Hz). Por lo tanto, para frecuencias fundamentales por debajo de 30 Hz, la frecuencia en el GTO se mantiene constante a 300 Hz, como lo muestra la línea horizontal negrita (Fig. 23.54).

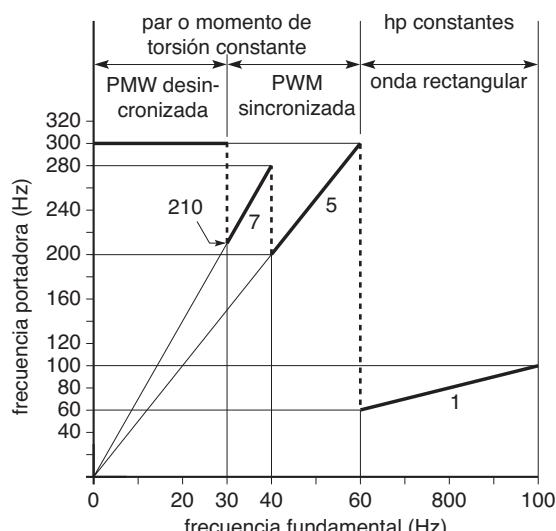
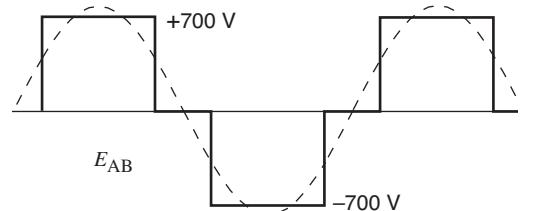


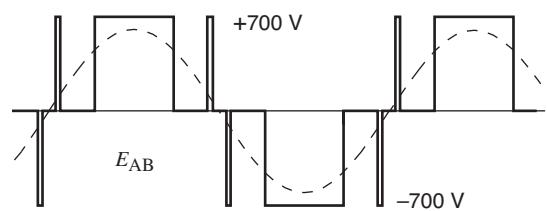
Figura 23.54

Generación de frecuencias fundamentales variables con frecuencias portadoras moderadas.

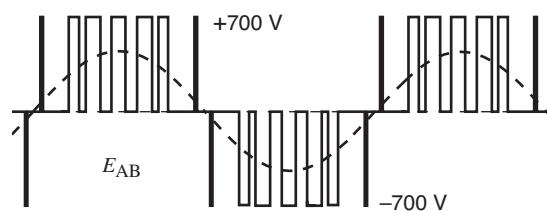
La figura 23.55 muestra las formas de onda típicas del voltaje de línea a línea E_{AB} del motor en los cuatro modos de operación del convertidor mostrado en la figura 23.54.



(a) fundamental: 100 Hz, 546 V rms, 3000 r/min
portadora: 100 Hz, 700 V pico

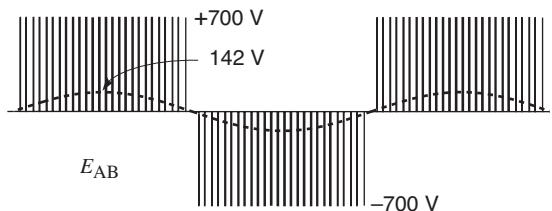


(b) fundamental: 47 Hz, 428 V rms, 1410 r/min
portadora: 235 Hz, 700 V pico

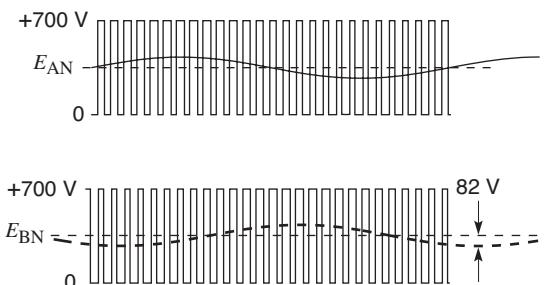


(c) fundamental: 35 Hz, 318 V rms, 1050 r/min
portadora: 245 Hz, 700 V pico

Recordemos que E_{AB} es la diferencia entre los voltajes E_{AN} y E_{BN} producidos por los dos brazos del convertidor trifásico (vea la figura 21.86, capítulo 21).



(d) fundamental: 11 Hz, 101 V rms, 330 r/min
portadora: 300 Hz, 700 V pico



(e) voltajes de línea a neutro E_{AN} y E_{BN}
fundamental: 11 Hz, 58.3 V rms
portadora: 300 Hz, 700 V pico
componente cd: 350 V

Figura 23.55

Formas de onda del voltaje de línea a línea en los modos de operación mostrados en la figura 23.54.

- Modo de caballos de fuerza constantes: 100 Hz, 3000 r/min.
- PWM sincronizada a 47 Hz; $m_t = 5$.
- PWM sincronizada a 35 Hz; $m_t = 7$.
- PWM desincronizada a 11 Hz, $m_t = 27.27$.
- Voltajes de línea a neutro de los brazos de conmutación individuales E_{AN} y E_{BN} .

A velocidades superiores la velocidad base (1800 r/min), que implican frecuencias de más de 60 Hz, el convertidor opera en modo de onda rectangular. El voltaje escalonado se aplica durante intervalos de 120° y el voltaje de línea a línea eficaz se mantiene constante a 546 V. La figura 23.55a muestra la forma de onda E_{AB} típica cuando la frecuencia es de 100 Hz. Observe que la amplitud pico del voltaje fundamental es un poco mayor que el voltaje de cd de suministro de 700 V.

La figura 23.55b muestra la forma de onda E_{AB} a 47 Hz, que corresponde a una velocidad síncrona de 1410 r/min. La frecuencia portadora es de 235 Hz, sincronizada para que sea *exactamente* 5 veces la frecuencia fundamental. Además, el ángulo de fase de la portadora también está sincronizado con respecto a la fundamental, para producir los pulsos simétricos mostrados. El valor pico del voltaje fundamental ahora es de $428\sqrt{2} = 605$ V, el cual es menor que el voltaje de cd de suministro de 700 V.

La figura 23.55c es la forma de onda de E_{AB} a 35 Hz. Ahora la frecuencia portadora es de 245 Hz, la cual es *exactamente* 7 veces 35 Hz. Observe que los volt-segundos bajo la onda seno punteada durante medio ciclo son iguales a los volt-segundos de los siete pulsos de 700 V correspondientes. Esta regla general aplica a todas las formas de onda ilustradas en la figura 23.55. Por ejemplo, en la figura 23.55a los volt-segundos del pulso positivo son iguales a los de la mitad positiva de la onda seno.

La figura 23.55d es la forma de onda multipulsos E_{AB} obtenida cuando la frecuencia fundamental es de 11 Hz. Es típico de la forma de onda obtenida cuando el convertidor opera en el modo desincronizado. En este modo, la frecuencia portadora se mantiene fija en 300 Hz. La duración de los pulsos individuales es muy corta. No obstante, aunque la figura no puede mostrarlo, su ancho varía en el curso de cada medio ciclo. En medio del ciclo, cuando el voltaje pico es de 142 V, el ancho de pulso es de sólo 0.68 ms. El cálculo se hace como sigue:

La duración de cada pulso es igual al periodo de la frecuencia portadora, el cual es $T = 1/300$ Hz = 0.00333 s = 3.33 ms. Cuando el voltaje de la fundamental es momentáneamente de 142 V, los volt-segundos durante 3.33 ms ascienden a $142 \times 3.33 = 473$ mVs. Sin embargo, estos volt-segundos son su-

ministrados por la fuente de cd de 700 V. Por consiguiente, la duración del pulso en estado activo debe ser $473 \text{ V}\cdot\text{s} / 700 \text{ V} = 0.68$ ms. Como es obvio, los anchos de pulso son incluso más cortos cuando el voltaje fundamental es momentáneamente menor que 142 V.

Sin embargo, esto no significa que se están activando los GTOs individuales y que se están desactivando unos fugaces 0.68 ms después. Debemos recordar que los pulsos E_{AB} son producidos por la *diferencia* entre los intervalos de conmutación activa/inactiva de E_{AN} y E_{BN} . De hecho, cuando la amplitud del voltaje de salida fundamental (11 Hz) es baja, el intervalo activo de E_{AN} es casi igual al intervalo *inactivo*, es decir, aproximadamente $3.33 \text{ ms} / 2 = 1.67$ ms. Lo mismo sucede con E_{BN} . Este ritmo de conmutación no representa problemas para los GTOs. Los intervalos de conmutación de E_{AN} y E_{BN} y las formas de onda se muestran en la figura 23.55e. Observe que el voltaje de salida instantáneo fluctúa entre cero y +700 V en ambos casos. Sin embargo, el voltaje de salida promedio contiene un componente de cd de 350 V y un componente pico de ca superpuesto de 82 V. Este último está relacionado con E_{AB} por $142 \text{ V} / \sqrt{3} = 82 \text{ V}$.

23.30 Modo de operación del convertidor monofásico

En la sección 21.46 del capítulo 21 vimos que un convertidor de conmutación puede generar una onda seno de cualquier frecuencia, amplitud y ángulo de fase. Esta característica tiene una aplicación directa en el intercambio de potencia entre los lados de cd y de ca del convertidor (3) en la figura 23.53. El convertidor, el enlace de cd y el transformador se volvieron a dibujar en la figura 23.56. La reactancia x es la reactancia de dispersión del transformador, incluyendo la reactancia de la línea catenaria referida al lado del secundario del transformador.

Examinemos ahora los voltajes en la figura 23.56. El voltaje E_{12} del lado del secundario del transformador es fijo porque su frecuencia y amplitud están directamente relacionadas con la red de línea de potencia catenaria. Por otra parte, la magnitud y fase de E_{34} son determinadas por la acción de conmutación del convertidor (3). Controlando la magnitud y el ángulo de fase de E_{34} , es posible controlar el flujo de potencia ac-

tiva y reactiva entre el lado secundario del transformador y el convertidor.

Considere, por ejemplo, la figura 23.57a, donde el ángulo de fase de E_{34} se ajusta de modo que se retrase un ángulo θ_1 con respecto a E_{12} . Además, suponga que $E_{34(\text{rms})}$ (el valor rms de E_{34}) se ajusta de modo que sea igual a $E_{12(\text{rms})}/\cos \theta_1$. En estas condiciones, la I resultante es *forzada* a estar en fase con E_{12} . Como resultado, sólo se suministra potencia activa del transformador al convertidor; por consiguiente, la catenaria suministra potencia con factor de potencia unitario. La potencia activa P transferida está dada por

$$P = \frac{E_{12}E_{34}}{x} \sin \theta_1 \quad (16.8)$$

A continuación, suponga que el vehículo está descendiendo en neutral por una pendiente. En lugar de aplicar los frenos, la resistencia al avance se obtiene haciendo que el motor funcione como generador asincrónico. La potencia suministrada al enlace de cd por el convertidor 7 (Fig. 23.53) ahora tiene que ser alimentada al transfor-

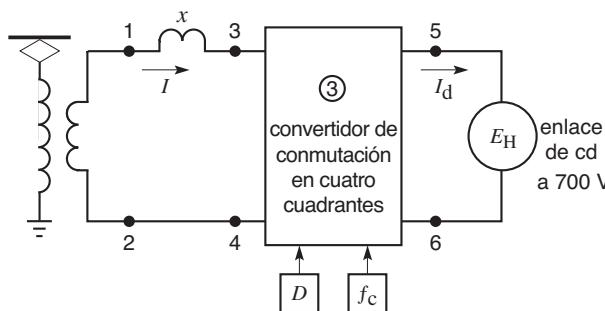


Figura 23.56
Transferencia de potencia entre el transformador y el lado de ca de un convertidor.

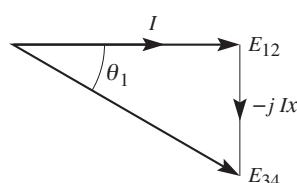


Figura 23.57a
Potencia activa transferida del transformador al convertidor.

mador por el convertidor. Esta inversión de potencia se obtiene desplazando la fase del voltaje E_{34} de tal suerte que se *adelante* un ángulo θ_2 con respecto a E_{12} . Al mismo tiempo, el convertidor ajusta la magnitud de E_{34} de modo que la corriente resultante esté 180° fuera de fase con E_{12} (Fig. 23.57b). Como resultado, otra vez el factor de potencia es unitario en cuanto a la línea de potencia catenaria.

El voltaje E_{34} a 60 Hz generado por el convertidor es modulado por ancho de pulso a una frecuencia portadora de, por ejemplo, 4 kHz. El voltaje entre las terminales 3 y 4 se compone de impulsos de 700 V modulados a 60 Hz. Se puede demostrar que las principales frecuencias armónicas generadas en estas terminales están dadas por la ecuación:

$$f_H = 2f_c \pm f$$

donde f_H es la frecuencia armónica, f_c es la frecuencia portadora y f es la frecuencia deseada. En nuestro caso, $f_H = 2 \times 4000 \pm 60 = 8060$ Hz y 7040 Hz. Estas frecuencias son tan altas que las corrientes alternas correspondientes son filtradas casi completamente por la reactancia x . En consecuencia, la corriente I (Fig. 23.56) es una onda seno casi pura.

La corriente sinusoidal I a 60 Hz aparece como corriente rectificada I_d en el lado de cd del convertidor. Por lo tanto, I_d se compone de ondas seno rectificadas recortadas que contiene un fuerte componente de 120 Hz. Este componente es puesto en cortocircuito por el filtro en serie LC (5) que está sintonizado a 120 Hz. Como resultado, el voltaje E_{56} en el enlace de cd contiene sólo una pequeña fluctuación de 120 Hz.

El convertidor que alimenta el motor de ca no experimenta el mismo problema porque en sistemas trifásicos equilibrados la potencia instantánea es constante, por lo que no hay fluctuación. La única fluctuación es la provocada por la acción de conmutación del convertidor a frecuencia portadora.

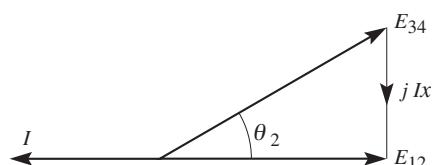


Figura 23.57b
Potencia activa transferida del convertidor al transformador.



Figura 23.58

Este tren eléctrico de carrocería basculante absorbe su potencia de una catenaria monofásica de 11 kV y 25 Hz. El voltaje de ca es rectificado para producir un voltaje de cd fijo de 2400 V para el enlace de cd. Los tiristores GTO de los convertidores PWM generan una frecuencia variable (0-120 Hz) y un voltaje trifásico variable (0-1870 V). Controlan cuatro motores de inducción trifásicos de 815 kW. La longitud del tren es de 140 m y su masa es de 343 t. Ha alcanzado velocidades de 277 km/h (172 mi/h). La característica de carrocería basculante permite que el tren tome las curvas a velocidades más altas, con lo cual se ahorra tiempo al mismo tiempo que se garantiza la comodidad de los pasajeros. En el Corredor Noreste de Estados Unidos se realizaron pruebas dinámicas de este tren de carrocería basculante ABB X2000, las cuales fueron patrocinadas por Amtrak, por SJ (Swedish State Railways) y por ABB, y apoyadas por la Federal Railroad Administration.

(Cortesía de ABB Traction Inc.)



Figura 23.59

Este supercruero MS Fascination de 70 367 toneladas contiene una planta de potencia de seis generadores síncronos de diesel-eléctricos, cuatro de los cuales son de 10 260 kVA y dos de 6820 kVA. Los generadores trifásicos de 6600 V, 60 Hz y factor de potencia de 75% son propulsados respectivamente por cuatro motores diesel de 12 cilindros y dos de 8 cilindros de 512 r/min. El número de motores diesel en servicio en un momento dado depende de la carga eléctrica. Los generadores que se ponen en línea se sincronizan automáticamente.

El sistema de propulsión comprende dos motores síncronos trifásicos de 14 polos, 14 MW y 1000 V que están directamente acoplados a dos ejes de hélices propulsados a velocidades que van desde 50 r/min hasta 140 r/min. Cada uno de los motores tiene dos devanados trifásicos que se pueden operar independientemente o en tandem. La capacidad de cada devanado es de 7 MVA.

El campo rotatorio es suministrado por la unidad de excitación, la cual proporciona corriente de excitación para el motor de propulsión. La unidad de excitación es alimentada por la red de 450 V a través de un transformador de excitación de 450 V/400 V, 400 kVA.

Una unidad de control controla tanto la corriente de excitación del motor de propulsión como las corrientes de salida de cicloconvertidor, es decir, las corrientes en el estator del motor de propulsión. Además, la unidad de control se encarga de controlar la velocidad del motor, proteger la red de suministro contra sobrecargas y sincronizar las hélices.

El voltaje del colector principal de 6.6 kV se reduce a 1500 V mediante transformadores. Los lados secundarios están conectados a la entrada de cuatro cicloconvertidores, dos de los cuales son utilizados para cada motor de propulsión. Cada uno de los cicloconvertidores emplea 36 tiristores.

Este ultramoderno supercruero tiene una longitud de 260.6 m, una manga de 31.5 m y opera a una velocidad de servicio de 19.5 nudos. La capacidad de pasajeros es de 2040, complementada por un capitán y una tripulación de 920 personas. (*Cortesía de Carnival Cruise Lines*)

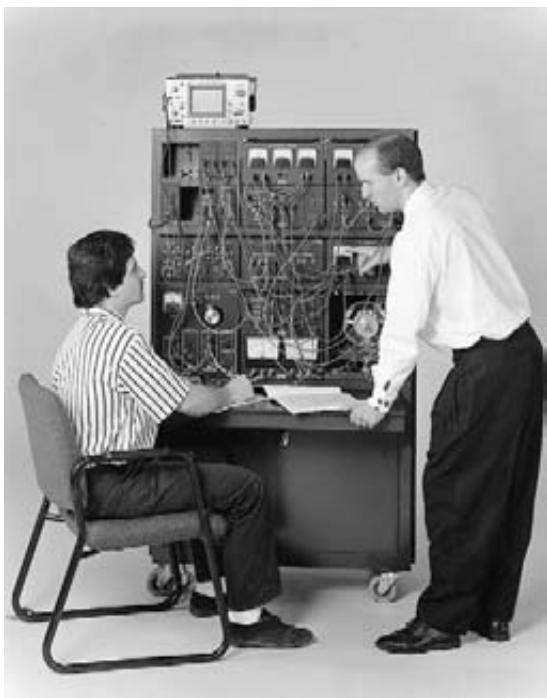


Figura 23.60

La capacitación del personal técnico es un paso importante hacia la creación de nuevos empleos. La irrupción de las computadoras y la electrónica en cada sector del comercio y la industria ahora también se ha expandido al sector de la potencia eléctrica. Como resultado, la tecnología de la potencia eléctrica está cambiando rápidamente para adoptar estos nuevos dispositivos y conceptos.

Arriba a la izquierda: Esta consola modular educativa emplea máquinas de 200 W (cd, síncronas, de inducción) para el aprendizaje práctico directo de controles electrónicos. Las conexiones físicas entre máquinas y convertidores electrónicos se realizan por medio de conductores protegidos. Las lecturas se toman con instrumentos estándar. El estudiante observa la realidad física de momento de torsión, inercia, sobrecargas, cambios repentinos de velocidad, etcétera.

Arriba a la derecha: En un programa más avanzado, se utiliza la captación de datos para mostrar en pantalla formas de onda, voltajes, corrientes, potencia activa y reactiva, así como armónicos. Una computadora hace los cálculos necesarios en tiempo real, lo que permite observar características de momento de torsión-velocidad y otras características de control. Las copias impresas de las observaciones ahorran un tiempo valioso para los estudiantes e instructores. Al volverse accesibles y visibles, los armónicos pierden su misterio y se vuelven una fuente interesante e incluso fascinante.

Abajo a la derecha: La simulación se está convirtiendo en una forma popular de realizar experimentos sin utilizar "equipo físico" en absoluto. El programa especial ilustrado aquí permite tomar módulos simulados del "inventario", introducirlos en la "consola", conectarlos con "cables" flexibles y acoplarlos mecánicamente a "cargas". Los "módulos" son réplicas exactas de los mostrados en la imagen de la izquierda. La característica interesante de este programa de simulación es que las propiedades estática y dinámica de las máquinas individuales (y cargas) están almacenadas en la computadora. Por consiguiente, el comportamiento en estado permanente y en estado transitorio de un control se puede observar como si las máquinas y convertidores reales estuvieran presentes. (*Cortesía de Lab-Volt Ltd.*)

23.31 Control par o de momento de torsión directo

Entre los diversos métodos utilizados para controlar motores de inducción, la llamada técnica de control de par o momento de torsión directo (DTC, por sus siglas en inglés) ocupa un lugar importante. Esta técnica implica el control respectivo del par o momento de torsión y el flujo a través del estator dentro de dos bandas distintas. Esto significa que el par o momento de torsión y el flujo están restringidos a quedar dentro de un conjunto de límites superior e inferior, respectivamente.

Antes de explicar la técnica DTC, veamos cómo se pueden medir el flujo y el par o momento de torsión. Considere el circuito de la figura 23.61a, la cual muestra una fase de un motor de inducción trifásico conectado a una fuente de voltaje sinusoidal. Vemos la resistencia r_1 del estator, el flujo de dispersión ϕ_1 en el estator, el flujo mutuo ϕ , el flujo de dispersión ϕ_2 en el rotor y la resistencia r_2/s , la cual absorbe la potencia activa P_r transmitida al rotor. El flujo total ϕ_s enlazado por el estator es igual a la suma vectorial de ϕ_1 y ϕ . Por lo tanto, $\phi_s = \phi_1 + \phi$.

El par o momento de torsión T_M total desarrollado por las tres fases está dado por la expresión:

$$T_M = \frac{9.55 P_r}{n_s} \times 3 \quad (13.9)$$

La potencia P_r absorbida entre los puntos 4 y N está dada por la expresión $P_r = E_{4N}I_2$. Esta potencia activa corresponde a la potencia que fluye hacia el estator entre los puntos 2 y N porque los elementos reactivos x_1 , x_m y x_2 no absorben potencia activa. Por consiguiente, podemos escribir

$$P_r = E_{2N}I_1 \cos \theta_s \quad (23.5)$$

donde

P_r = potencia activa suministrada al rotor, por fase [W]

E_{2N} = voltaje inducido por el flujo ϕ_s enlazado por el estator [V]

I_1 = corriente en el estator [A]

θ_s = ángulo de fase entre E_{2N} e I_1

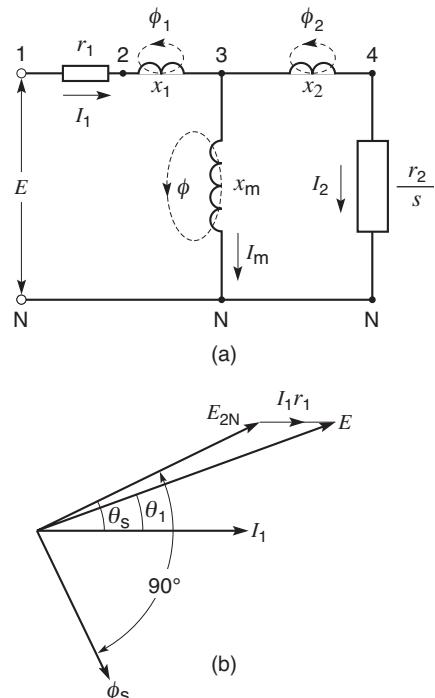


Figura 23.61

- Diagrama de circuito equivalente de una fase de un motor de inducción trifásico.
- Diagrama fasorial de los voltajes y corriente en el estator.

El voltaje E_{2N} no está accesible, pero su valor es fácil de calcular midiendo el voltaje E_{1N} en las terminales del estator y tomando en cuenta la caída de voltaje I_1r_1 .

Observe que el flujo ϕ_s es proporcional al voltaje E_{2N} y está 90° detrás de él. El diagrama fasorial (Fig. 23.61b) muestra la corriente y los voltajes del estator, así como la caída de voltaje en la resistencia r_1 .

Las ecuaciones 13.9 y 23.6 nos permiten calcular el par o momento de torsión cuando conocemos el voltaje E_{2N} , la corriente I_1 y el ángulo de fase θ_s entre ellos. Conociendo E_{2N} también podemos determinar la magnitud relativa del flujo θ_s (valor por unidad).

En las explicaciones que siguen omitiremos la resistencia r_1 del estator.

23.32 Control del flujo y par o momento de torsión por histéresis

La figura 23.62 muestra un motor de inducción trifásico accionado por un convertidor mecánico equipado con tres interruptores de doble polo que ofrecen seis posiciones de conmutación. El convertidor está conectado a una fuente de voltaje de cd E_d . Los interruptores se abren y cierran de acuerdo con un programa especial. Contrario a la técnica PWM, la frecuencia de conmutación no es constante, sino que depende de los valores instantáneos del par o momento de torsión T_M desarrollado por el motor y el flujo ϕ_S del estator.

El flujo ϕ_S deseado puede tener cualquier valor entre un límite ϕ_A superior y uno ϕ_B inferior. Mientras más angosta sea la banda, más de cerca será controlado el flujo. Esto se conoce como control bang-bang o control por histéresis. Cuando el flujo se reduce por debajo de ϕ_B , una señal lógica transmitida al convertidor indica qué interruptores deben cambiar de estado para incrementar el flujo. Asimismo, cuando el flujo llega a ser mayor que ϕ_A , una señal lógica indica qué interruptores deben cambiar de estado para reducirlo. Por último, cuando ϕ_S queda dentro de la banda de tolerancia, el estado momentáneo de los interruptores no cambia (siempre que el momento de torsión también tenga el valor deseado). En respuesta a estos requerimientos, el flujo fluctúa continuamente entre los límites ϕ_A y ϕ_B .

Los mismos comentarios aplican al momento de torsión T_M , el cual debe mantenerse entre los niveles T_A y T_B (Fig. 23.62). Por ejemplo, si el par o momento de torsión del motor se reduce por debajo de T_B , el convertidor recibe una señal lógica para cambiar el estado de los interruptores, con el objeto de incrementar T_M . Por el contrario, cuando T_M es mayor que T_A , una señal lógica hace que los interruptores cambien de estado para reducir T_M . Justo como en el caso del flujo ϕ_S , este procedimiento de ajuste hace que el par o momento de torsión oscile rápida y continuamente entre los límites T_A y T_B .

El valor nominal de ϕ_S corresponde al valor promedio de ϕ_A y ϕ_B . Sin embargo, cuando es cargado ligeramente no tiene que operar con flujo nominal. Por consiguiente, reducimos el flujo ϕ_S para reducir las pérdidas en el hierro. Para hacerlo, bajamos los

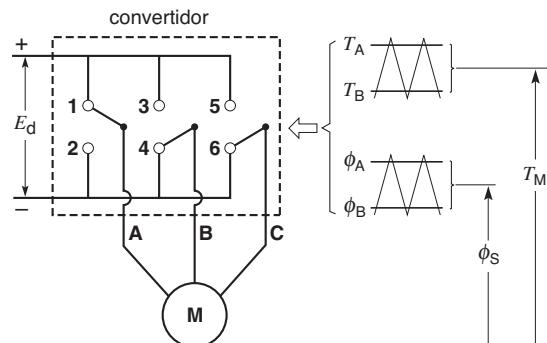


Figura 23.62

Convertidor mecánico trifásico donde la posición instantánea de los interruptores está determinada por el flujo ϕ_S del estator y el momento de torsión T_M desarrollado por el motor. El flujo puede tener cualquier valor entre ϕ_A y ϕ_B . El momento de torsión puede tener cualquier valor entre T_A y T_B .

niveles de ϕ_A y ϕ_B , sin cambiar el ancho de la banda de tolerancia.

23.33 Control de la velocidad

El control de la velocidad se realiza mediante el par o momento de torsión T_M . Por lo tanto, cuando la velocidad es más baja que el valor deseado, el circuito de control eleva los niveles de T_A y T_B . Por consiguiente, el par o momento de torsión desarrollado por el motor está de repente por debajo de T_B y el sistema reacciona para incrementar el par o momento de torsión. Por consiguiente, el motor se acelera. Cuando la velocidad llega al valor deseado, el par o momento de torsión fluctúa entre los nuevos valores de T_A y T_B . Durante este intervalo, los mismos interruptores continúan manteniendo el flujo dentro de los niveles ϕ_A y ϕ_B .

23.34 Producción de un campo magnético en un motor bifásico

Cuando se aplica una fuente de cd E_d al convertidor (Fig. 23.62), podríamos preguntarnos cómo se puede utilizar ésta para producir un campo rotatorio en un motor. Para simplificar la explicación utilizare-

mos un motor bifásico en lugar de uno trifásico. Además, adoptaremos un ejemplo numérico para simplificar la explicación. Dos fases X y Y perpendiculares entre sí representan los devanados del estator (Fig. 23.63). Cada polo contiene 10 vueltas, así que tenemos un total de 20 vueltas entre las terminales x_1 y x_2 . Existe un conjunto similar de devanados entre las terminales y_1 y y_2 . Los devanados producen los flujos ϕ_X y ϕ_Y , respectivamente. Suponga que el flujo nominal por polo es de 25 mWb (miliwebers).

Los devanados X y Y están conectados a una fuente de cd de 200 V por medio de un convertidor que tiene cuatro interruptores (Fig. 23.64). En cuanto a la fase X existen cuatro formas de realizar las conexiones a las terminales + y - de la fuente. Por lo tanto, existen cuatro combinaciones de polaridades para las terminales x_1 y x_2 : (+-), (-+), (++) y (--). Cuando las polaridades son iguales, obviamente las terminales están en cortocircuito. Como resultado, existen sólo tres formas distintas de hacer las conexiones. Observe que el circuito de la bobina X está dispuesto de modo que *nunca abra*. Por consiguiente, si la bobina transporta una corriente I_X , ésta nunca se interrumpe durante una situación de conmutación.

Las mismas observaciones aplican para el devanado Y. Por lo tanto, existen $3 \times 3 = 9$ formas distintas en las cuales los devanados X y Y se pueden conectar a las terminales (+) y (-) de la fuente E_d . Estas combinaciones de conmutación nos permiten variar la magnitud y dirección de los flujos ϕ_X y ϕ_Y .

Por ejemplo, suponga que el flujo ϕ_X de la figura 23.63 se dirige hacia la derecha y que se está *incrementando*. De acuerdo con la ley de Lenz, la terminal x_1 será positiva con respecto a la terminal x_2 . Así, en virtud de las marcas de polaridad indicadas en la figura 23.63, E_X es positivo (+).

Por consiguiente, cuando la fuente externa se conecta al devanado X para que E_X sea positivo, el flujo tenderá a incrementarse hacia la derecha. En realidad, en cuanto se conecte un voltaje a las terminales x_1 y x_2 , el flujo ϕ_X comenzará a cambiar. El ritmo de cambio está dado por la ley de Faraday:

$$\frac{\Delta\phi_X}{\Delta t} = \frac{E_X}{N} \quad (2.24)$$

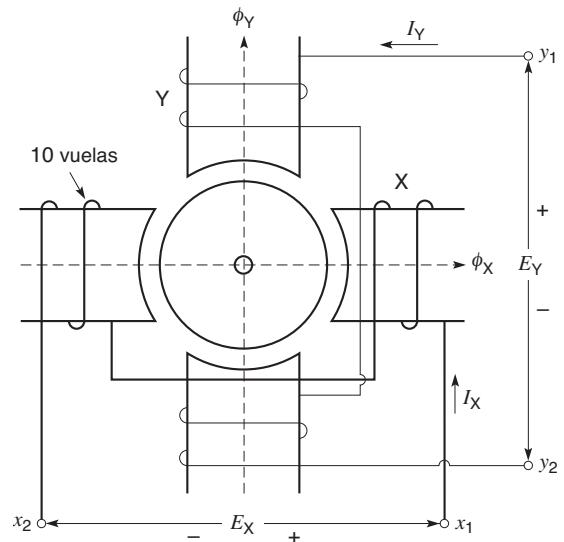


Figura 23.63

Diagrama esquemático de un motor de inducción bifásico. El valor y la dirección de los flujos ϕ_X y ϕ_Y depende de los volt-segundos aplicados a los devanados respectivos.

En nuestro caso, $E_X = E_d = 200$ V y $N = 20$ vueltas. Como resultado, $\Delta\phi_X/\Delta t = 200$ V/20 vueltas = 10 Wb/s, que es lo mismo que 10 mWb/ms. (Preferimos trabajar con milisegundos porque los intervalos de conmutación son muy breves.) Cuando E_X es cero (terminales en cortocircuito), el flujo ϕ_X no cambia: permanece en el valor que tenía cuando ocurrió el cortocircuito.

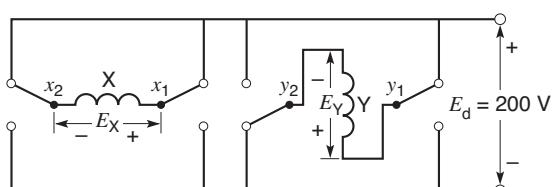


Figura 23.64

Los cuatro interruptores ofrecen nueve formas de conectar los devanados X y Y a la fuente de cd de 200 V. En cualquier instante dado, por lo menos uno de los devanados está en cortocircuito.

Las mismas observaciones aplican para el devanado Y. Cuando la fuente externa de cd se conecta al devanado Y de modo que $E_Y = +200$ V, la terminal y_1 es positiva con respecto a y_2 . Eso significa que el flujo ϕ_Y está cambiando a un ritmo de $+10$ mWb/ms y tiende a apuntar hacia arriba. Sin embargo, cuando $E_Y = -200$ V, la terminal y_1 es negativa con respecto a y_2 . En consecuencia, el flujo ϕ_Y varía a razón de -10 mWb/ms, lo que significa que tiende a dirigirse hacia abajo.

Ejemplo 23-7

En un momento dado, suponga que el flujo ϕ_X es de $+15$ mWb. El signo (+) indica que ϕ_X se dirige hacia la derecha. Suponga también que el flujo $\phi_Y = -8$ mWb. El signo (-) indica que ϕ_Y se dirige hacia abajo. De repente, los devanados X y Y se conectan como se muestra en la figura 23.65. Determine

- El valor inicial del flujo ϕ_S resultante y su orientación en el espacio
- El valor del flujo ϕ_S y su orientación 2.2 ms más tarde

Solución

- Como las bobinas X y Y están desplazadas 90° en el espacio, la orientación inicial de los flujos es como se muestra en la figura 23.66a. Entonces ϕ_S está dado por

$$\begin{aligned}\phi_S &= \sqrt{\phi_X^2 + \phi_Y^2} \\ &= \sqrt{15^2 + (-8)^2} = 17 \text{ mWb}\end{aligned}$$

Está dirigido a un ángulo:

$$\alpha_S = \arctan \frac{\phi_Y}{\phi_X} = \arctan \frac{-8}{15} = -28^\circ$$

- Como x_1 es negativa con respecto a x_2 (Fig. 23.65), entonces $E_X = -200$ V. Por consiguiente, el flujo ϕ_X está cambiando a razón de -10 mWb/ms. Tiende a apuntar hacia la izquierda. Sin embargo, como $E_Y = 0$, el flujo ϕ_Y no cambia; permanece en -8 mWb.

Cambio del flujo ϕ_X durante 2.2 ms

$$2.2 \text{ ms} \times -10 \text{ mWb/s} = -22 \text{ mWb}$$

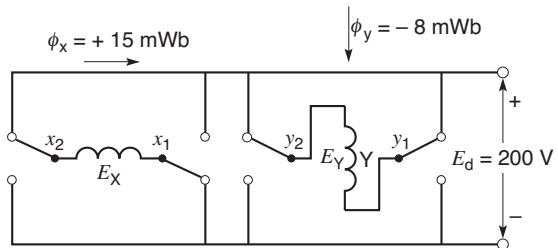
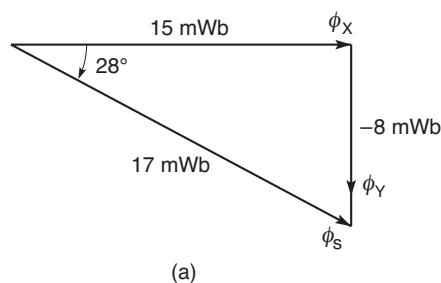


Figura 23.65
Vea el ejemplo 23-7.

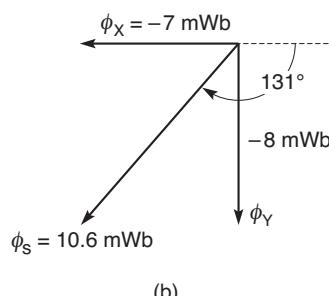
Nuevo flujo ϕ_X (Fig. 23.66b)

$$+15 \text{ mWb} - 22 \text{ mWb} = -7 \text{ mWb}$$

Durante este intervalo de 2.2 ms, el flujo ϕ_X se ha reducido gradualmente a cero y luego se ha invertido hasta llegar a -7 mWb. El signo menos indica que ϕ_X está dirigido hacia la izquierda.



(a)



(b)

Figura 23.66

- Posición inicial del flujo ϕ_S .
- Posición final del flujo ϕ_S (vea el ejemplo 23-7).

Flujo resultante ϕ_s

$$\begin{aligned}\phi_s &= \sqrt{\phi_x^2 + \phi_y^2} \\ &= \sqrt{(-7)^2 + (-8)^2} = 10.6 \text{ mWb}\end{aligned}$$

Su orientación en el espacio es

$$\alpha_s = \arctan \frac{\phi_y}{\phi_x} = \arctan \frac{-8}{-7} = -131^\circ$$

Podemos ver que durante el intervalo de 2.2 ms, el flujo espacial se movió de -28° a -131° . Por consiguiente, ha girado un ángulo de 103° en el sentido de las manecillas del reloj. Esto comprueba que podemos crear un campo rotatorio abiriendo y cerrando los interruptores de una forma apropiada.

Por extraño que pueda parecer, los cambios del flujo no son creados por la corriente que fluye en un devanado particular. Como se supone que las resistencias son insignificantes, el cambio de los flujos ϕ_x y ϕ_y depende exclusivamente de los volt-segundos aplicados a las terminales de los devanados respectivos.

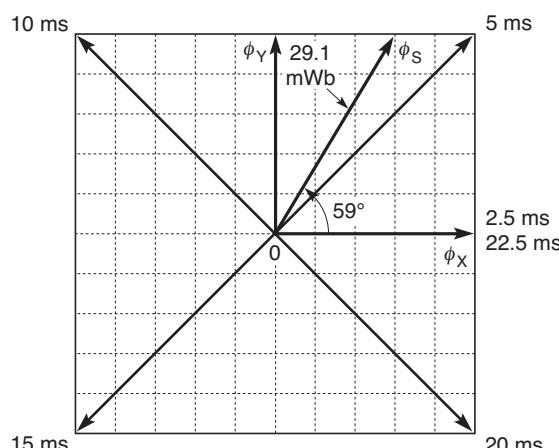


Figura 23.67

Este diagrama muestra el valor y la posición del flujo ϕ_s en diferentes instantes. También permite visualizar los componentes ϕ_x y ϕ_y .

23.35 Producción de un campo rotatorio

A continuación demostraremos cómo se crea un campo rotatorio en el motor bifásico de la figura 23.63. Para hacerlo, realizaremos seis operaciones de conmutación, como lo indican los pasos 1 a 6 que siguen. La figura 23.67 nos permite observar los valores sucesivos de ϕ_x y ϕ_y . Sus valores nominales son 25 mWb.

Paso 1. ($0 > t > 2.5 \text{ ms}$): $E_x = +200 \text{ V}$; $E_y = 0$

Suponga que el flujo inicial en el motor es cero, de modo que $\phi_x = \phi_y = 0$. Entonces cerramos los interruptores para que $E_x = +200 \text{ V}$ y $E_y = 0$. El flujo ϕ_x comenzará a incrementarse hacia la derecha a razón de 10 mWb/ms. Alcanzará su valor nominal de 25 mWb después de un intervalo de 2.5 ms. No deseamos incrementar el flujo más allá de este valor, así que al final de este paso ponemos en cortocircuito las terminales x_1 y x_2 .

Paso 2. ($2.5 > t > 5 \text{ ms}$): $E_x = 0$; $E_y = +200 \text{ V}$

Mientras las terminales x_1 y x_2 aún están en cortocircuito, cerramos los interruptores para que $E_y = +200 \text{ V}$. Inicialmente, el flujo ϕ_y es cero, pero de inmediato comienza a incrementarse hacia arriba. El voltaje aplicado se mantiene sin cambios hasta que ϕ_y alcance su valor nominal de 25 mWb. El tiempo requerido para alcanzar este valor es

$$\Delta t = 25 \text{ mWb} / (10 \text{ mWb/ms}) = 2.5 \text{ ms}$$

Como el flujo ϕ_y no debe exceder los 25 mWb, las terminales y_1 y y_2 se ponen en cortocircuito para que $E_y = 0$ al final de este paso.

Paso 3. ($5 > t > 10 \text{ ms}$): $E_x = -200 \text{ V}$; $E_y = 0$

Durante este paso aplicamos un voltaje negativo E_x a través del devanado X. Por consiguiente, el flujo ϕ_x tenderá a dirigirse a la izquierda, incrementándose a razón de 10 mWb/ms.

Como el valor inicial de ϕ_x es +25 mWb, llegará a cero después de un intervalo de 2.5 ms.

Si mantenemos los interruptores en el mismo estado, el flujo ϕ_x continuará incrementándose hacia la izquierda. Alcanzará su valor nominal de -25 mWb después de un intervalo de más de 2.5 ms. Exactamente en este momento, ponemos

en cortocircuito las terminales x_1 y x_2 para que el flujo deje de cambiar.

Paso 4. ($10 > t > 15$ ms): $E_X = 0$; $E_Y = -200$ V

Ahora aplicamos un voltaje $E_Y = -200$ V a través de la bobina Y. Por consiguiente, el flujo ϕ_Y tiende a orientarse hacia abajo y se incrementa negativamente a razón de 10 mWb/ms .

Después de 5 ms, el flujo $\phi_Y = -25 \text{ mWb}$ y ponemos en cortocircuito las terminales y_1 y y_2 .

Paso 5. ($15 > t > 20$ ms): $E_X = +200$ V; $E_Y = 0$

El flujo ϕ_X se incrementa, mientras está dirigido hacia la derecha. Cuando llega a $+25 \text{ mWb}$, las terminales x_1 y x_2 se ponen en cortocircuito para que el flujo deje de aumentar.

Paso 6. ($20 > t > 22.5$ ms): $E_X = 0$; $E_Y = +200$ V

El flujo ϕ_Y se dirige hacia arriba y se incrementa positivamente a razón de 10 mWb/ms . Como su valor inicial es de -25 mWb , llegará a 0 mWb después de un intervalo de 2.5 ms .

Vemos que el flujo ϕ_S ha realizado una vuelta completa.

Los valores instantáneos de E_X , E_Y , ϕ_X y ϕ_Y se muestran en la figura 23.68. La figura muestra que las formas de onda de los flujos son trapezoidales mientras que los voltajes son rectangulares.

La gráfica de la figura 23.67 es particularmente útil porque nos permite observar la orientación espacial del flujo ϕ_S resultante. Por ejemplo, en el instante $t = 6 \text{ ms}$, donde $\phi_X = +15 \text{ mWb}$ y $\phi_Y = +25 \text{ mWb}$, el flujo ϕ_S resultante es

$$\begin{aligned}\phi_S &= \sqrt{\phi_X^2 + \phi_Y^2} \\ &= \sqrt{15^2 + 25^2} = 29.1 \text{ mWb}\end{aligned}$$

El flujo está orientado a un ángulo dado por el $\arctan 25/15$, es decir, 59° en sentido contrario al de las manecillas del reloj a partir de su posición horizontal inicial. Realiza una vuelta completa en 20 ms , lo que corresponde a una velocidad de 50 vueltas por segundo a 3000 r/min .

No obstante, en este caso existe una situación problemática: el flujo nominal es de 25 mWb pero podemos ver que en las cuatro esquinas del cuadrado mostrado en la figura 23.67, el flujo ϕ_S

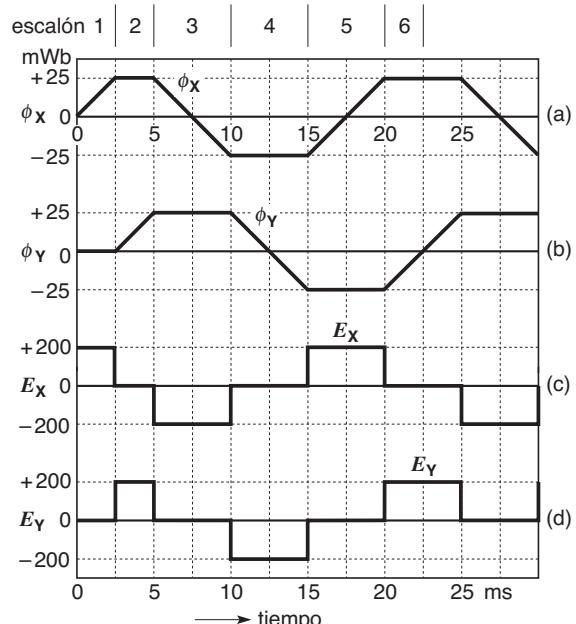


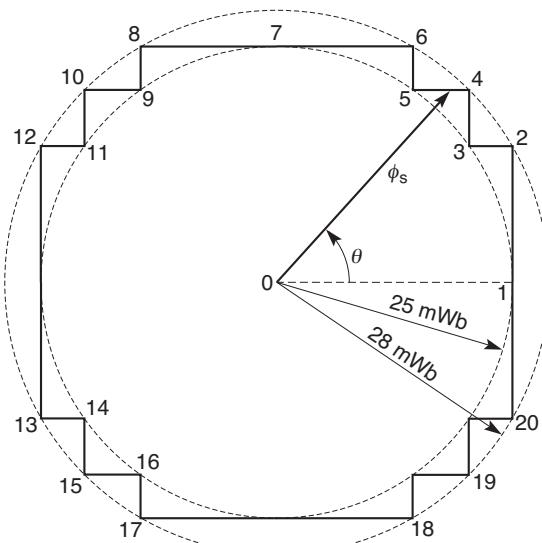
Figura 23.68

Cambios en ϕ_X y ϕ_Y producidos por la aplicación sucesiva de ± 200 V a los devanados X y Y.

resultante alcanza un valor de $25\sqrt{2} = 35 \text{ mWb}$. Éste es 40% más grande que el flujo nominal, por lo que se debe corregir esta situación. Ése es precisamente el propósito de la banda de tolerancia.

23.36 Control del flujo magnético

Podemos obtener un flujo magnético más uniforme poniendo límites superior e inferior a este valor. Esto requiere un cambio en la programación de los interruptores. Suponga, por ejemplo, que deseamos restringir los valores del flujo entre los límites superior e inferior de 1 pu (por unidad) y 1.12 pu, es decir, entre 25 mWb y 28 mWb . Para ello trazamos dos círculos cuyos radios correspondan a 25 mWb y 28 mWb , respectivamente (Fig. 23.69). Suponga que el flujo inicial es $\phi_S = 25 \text{ mWb}$ y que está dirigido hacia la derecha. Partiendo del punto 1, mantenemos ϕ_X constante y aplicamos $E_Y = +200$ V a la bobina Y. Como ya mencionamos, esto hace que el flujo ϕ_Y se

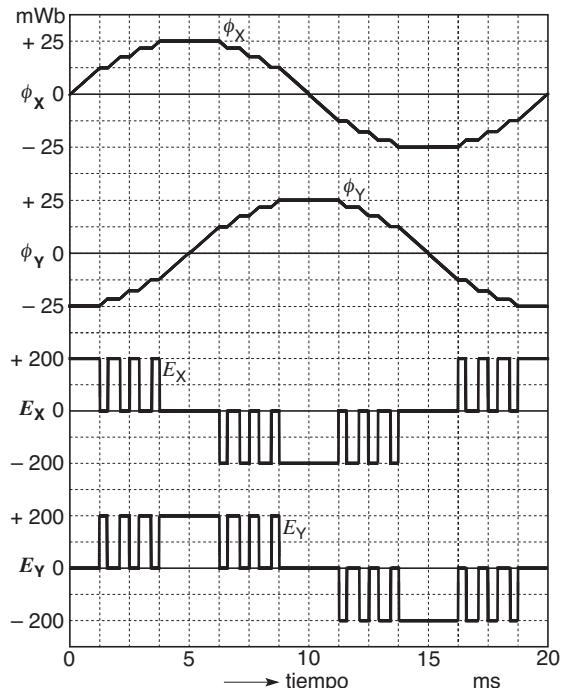
**Figura 23.69**

El método de control bang-bang hace que el flujo ϕ_s permanezca dentro de los límites de 25 mWb y 28 mWb. Las líneas cortas verticales y horizontales en zigzag muestran la trayectoria seguida por el flujo durante una revolución. El valor y la posición del flujo están indicados en cada instante por la posición y la amplitud del vector ϕ_s .

incremente hacia arriba a razón de 10 mWb por milisegundo. En cuanto el flujo resultante es igual a 28 mWb (punto 2 en el círculo externo), reducimos E_Y a cero poniendo en cortocircuito a y_1 y y_2 .

A continuación aplicamos $E_X = -200$ V, el cual disminuye a ϕ_X sin afectar a ϕ_Y . Habiendo llegado al punto 3 en el círculo interno, donde $\phi_s = 25$ mWb, reducimos E_X a cero. Luego aplicamos brevemente $E_Y = +200$ V, el cual eleva el flujo hasta el punto 4, y después establecemos $E_Y = 0$. Aplicando nuevamente $E_X = -200$ V, el flujo se desplaza a la izquierda. Al llegar al punto 5, donde $\phi_s = 25$ mWb, establecemos $E_X = 0$.

Procediendo de esta manera entre los límites impuestos por los dos círculos, obtenemos el flujo rotatorio ϕ_s , el cual pasa por los puntos 1, 2, 3, ..., 6, 7, 8, y así sucesivamente. El punto 7 apenas toca el círculo interior; por consiguiente, no es necesario cambiar el estado de los interruptores en este momento. El resultado es 20 comutaciones por revolución (Fig.

**Figura 23.70**

Forma de onda de los flujos ϕ_X y ϕ_Y enlazados por los devanados X y Y. Los voltajes E_X y E_Y (y no las corrientes) están en el origen de estos flujos.

23.69), en comparación con 4 en la figura 23.67. De esta manera, la amplitud del flujo se mantiene a 26.5 mWb $\pm 6\%$.

Sabiendo que los radios de los círculos interno y externo corresponden a 25 mWb y 28 mWb, respectivamente, es fácil calcular el valor y la orientación del flujo ϕ_s en cualquier parte a lo largo de su trayectoria.

La figura 23.70 muestra las formas de onda de los flujos ϕ_X y ϕ_Y , así como las de E_X y E_Y . Las formas de onda recortadas del voltaje se parecen a las PWM, pero los períodos de conmutación no son constantes como lo serían si utilizáramos la técnica PWM. El lector deberá comparar estas formas de onda con las de la figura 23.68.

Podemos reducir la diferencia entre los valores superior e inferior del flujo ϕ_s reduciendo la banda de tolerancia. Por ejemplo, eligiendo ϕ_s entre 1 pu y 1.06 pu, alcanzamos una precisión de $\pm 3\%$. Sin em-

bargo, se requieren 44 commutaciones por revolución. Como una revolución se realiza en 20 ms, esto equivale a $44/20 \text{ ms} = 2200$ commutaciones por segundo. Por lo tanto, necesitamos una velocidad de conmutación más alta si queremos obtener un control más preciso para el valor de ϕ_s .

23.37 Control de la velocidad de rotación

Es importante señalar que el incremento del número de commutaciones no afecta el tiempo requerido para completar una revolución. En tanto el nivel del flujo ϕ_s mínimo sea de 25 mWb, el tiempo para completar una revolución siempre será de 20 ms. Por consiguiente, la velocidad de rotación promedio siempre será de 3000 r/min. Para generalizar, la velocidad de rotación n_R está dada por la expresión:

$$n_R = \frac{kE_d}{\phi_s} \quad (23.7)$$

donde

n_R = velocidad de rotación del flujo ϕ_s [r/min]

E_d = voltaje de cd de la fuente [V]

ϕ_s = flujo nominal por polo [Wb]

k = constante que depende de la construcción del motor: número de vueltas por polo, etcétera.

De acuerdo con esta ecuación, la velocidad de un motor dado se puede cambiar de dos maneras: cambiando el voltaje de cd E_d o cambiando el valor del flujo ϕ_s .

Para incrementar la velocidad, podemos aumentar el voltaje de cd E_d a más de 200 V. Como el flujo está restringido para que permanezca dentro de los dos círculos de la figura 23.69, cada escalón requerirá menos tiempo. De hecho, la altura y la huella de cada escalón corresponden a un número preciso de volt-segundos. Por lo tanto, si aumentamos el voltaje de 200 V a, digamos, 300 V, la velocidad se incrementará de 3000 r/min a 4500 r/min. Sin embargo, en la práctica el voltaje de suministro E_d es fijo.

Otra forma de incrementar la velocidad es reduciendo el flujo ϕ_s . Esto equivale a reducir los diámetros de los círculos limitantes, al mismo tiempo que se mantiene el voltaje E_d a 200 V. Por ejemplo, reduciendo los

diámetros a la mitad, la altura y la huella de cada escalón se reducen a la mitad. Así, los volt-segundos requeridos para completar una revolución se reducen a la mitad. En el caso de la figura 23.69, la velocidad de rotación se duplicaría de 3000 r/min a 6000 r/min.

Podemos utilizar un tercer método para controlar la velocidad del flujo rotatorio. Consiste en introducir "ceros" durante los momentos en que los voltajes E_X y E_Y se mantienen simultáneamente en cero (ambos devanados en cortocircuito). Durante estos intervalos, el flujo ϕ_s permanece congelado en el espacio. Esto incrementa el tiempo requerido para completar una vuelta. Por ejemplo, recurriendo a la figura 23.69, si introducimos 40 ceros, cada uno de 2 ms de duración, el tiempo requerido para realizar una vuelta será de $20 \text{ ms} + 40 \times 2 \text{ ms} = 100 \text{ ms}$. Esto corresponde a una velocidad promedio de 10 vueltas por segundo o 600 r/min.

Observe que cuando E_X y E_Y son cero al mismo tiempo, el flujo ϕ_s está momentáneamente estacionario en el espacio. Sin embargo, en cuanto se quita el cortocircuito, el flujo gira de nuevo a 3000 r/min. Por lo tanto, podemos hacer que el flujo avance y se detenga constantemente, con su velocidad fluctuando entre 3000 r/min y cero.

Como veremos en la siguiente sección, los devanados se ponen en cortocircuito cuando el par o momento de torsión T_M del motor es mayor que T_A . Esto significa que los "ceros" son generados por el proceso de control mismo.

23.38 Lógica de programación del procedimiento de conmutación

Sabiendo que deseamos mantener el flujo y el par o momento de torsión dentro de sus límites superior e inferior respectivos (25 mWb y 28 mWb para el flujo y T_A y T_B para el par o momento de torsión), ¿cómo podemos programar el proceso de conmutación para alcanzar estos objetivos?

Suponga que el flujo ϕ_s tiene el valor y la posición momentáneos indicados por el vector del flujo ϕ_{s1} y que gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj a 3000 r/min (Fig. 23.71). Además, suponga que el rotor gira en la misma dirección contraria a las manecillas del reloj, pero a una velocidad constante de 600 r/min.

Como ϕ_{S1} es de menos de 25 mWb, los devanados X y Y deben activarse para hacer que el flujo quede dentro de la zona deseada. Entonces hay cinco opciones posibles:

1. Aplicar un voltaje de +200 V al devanado X.
Esto moverá el flujo a la derecha.
2. Aplicar un voltaje de -200 V al devanado X.
Esto moverá el flujo a la izquierda.
3. Aplicar un voltaje de +200 V al devanado Y.
Esto moverá el flujo hacia arriba.
4. Aplicar un voltaje de -200 V al devanado Y.
Esto moverá el flujo hacia abajo.
5. Aplicar un voltaje cero a ambos devanados poniéndolos en cortocircuito.

De estas posibles opciones para ϕ_{S1} (Fig. 23.71), es claro que las opciones 2 y 4 no son adecuadas porque el flujo ϕ_{S1} se alejará aún más del valor deseado. La opción 5 tampoco es apropiada porque el flujo no se moverá. Así pues, sólo quedan las opciones 1 y 3. Para determinar cuál de las dos utilizaremos, debemos ver la posición del par o momento de torsión T_M del motor.

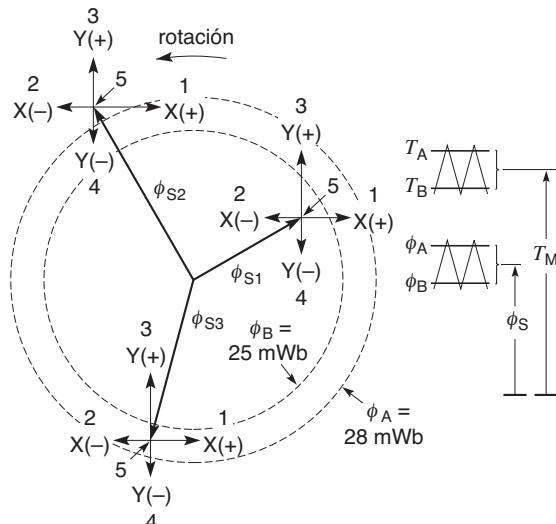


Figura 23.71

Hay cinco opciones de comutación para cada posición del flujo ϕ_S .

Recurriendo ahora a la figura 23.72, si elegimos la opción 1, el flujo ϕ_{S1} , al incrementarse hacia ϕ_{S1a} , se moverá en el sentido de las manecillas del reloj, es decir, en dirección opuesta a la rotación del rotor. Esto producirá un efecto de frenado en el rotor.* Por consiguiente, esta opción es apropiada si el par o momento de torsión T_M es, en este momento, mayor que el valor máximo permisible T_A .

Sin embargo, si elegimos la opción 3, el flujo ϕ_{S1} , al aumentar hacia ϕ_{S1b} , se moverá en la misma dirección que el rotor. Como el flujo se está moviendo mucho más rápido que el rotor, el efecto será acelerar el rotor. Esta es la opción que debemos elegir siempre que el par o momento de torsión T_M sea, en este momento, menor que T_B . Por último, si el par o momento de torsión T_M ya está dentro de la banda de tolerancia (entre T_A y T_B), elegiremos la opción 3 porque produce un par o momento de torsión en la misma dirección que la rotación del rotor.

Consideremos ahora el caso del vector de flujo ϕ_S (Fig. 23.71). Como es de más de 25 mWb, los devanados X y Y deben ser excitados de modo que quede dentro de la zona de tolerancia. Tenemos las mismas opciones que en el ejemplo previo.

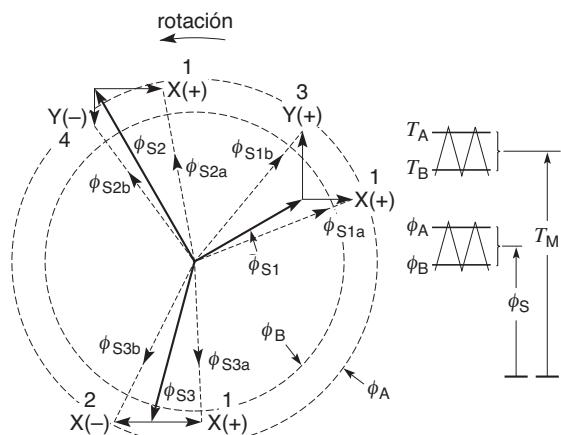


Figura 23.72

La selección de los interruptores depende del estado momentáneo del flujo ϕ_S y del par o momento de torsión T_M .

* El fenómeno de creación de momento de torsión se explica en las secciones 13.2, 13.3 y 13.7 del capítulo 13.

De estas opciones, podemos eliminar la 2 y la 3 porque el flujo aún sería removido del valor deseado. La opción 5 también se elimina porque congelarla el flujo en su posición actual. Por consiguiente, quedan las opciones 1 y 4.

Recorriendo a la figura 23.72, si elegimos la opción 1, el flujo ϕ_{S2} , al disminuir hacia ϕ_{S2a} , se mueve en el sentido de las manecillas del reloj, en dirección opuesta a la rotación del rotor. Por lo tanto, se desarrollará un par o momento de torsión de frenado. En consecuencia, esta opción es válida siempre que el par o momento de torsión del motor T_M sea, en este momento, mayor que el límite superior T_A .

Sin embargo, si elegimos la opción 4, el flujo ϕ_{S2} , al caer hacia ϕ_{S2b} , se moverá simultáneamente en la dirección de rotación del rotor. Esto producirá un par o momento de torsión de aceleración en el rotor. Por consiguiente, esta opción es la que hay que elegir siempre que el par o momento de torsión T_M sea, en este momento, menor que T_B .

Sólo nos queda una posibilidad: que el vector del flujo ϕ_{S3} ya esté dentro de la banda de tolerancia (Fig. 23.71). Otra vez tenemos cinco formas opcionales de excitar los devanados.

Si el par o momento de torsión T_M es menor que T_B , debemos aumentar el par o momento de torsión mediante la opción 1. El flujo ϕ_{S3} se moverá hacia ϕ_{S3a} , mientras que su amplitud se reduce un poco (Fig. 23.72).

Sin embargo, si en este instante el par o momento de torsión T_M es mayor que T_B , elegiremos la opción 2 porque ϕ_{S3} se moverá hacia ϕ_{S3b} . Resultará un fuerte par o momento de torsión de frenado porque el flujo atraviesa las barras del rotor a una velocidad de $3000 + 600 = 3600$ r/min.

Habiendo dicho esto, también podríamos elegir la opción 5 (ambos devanados en cortocircuito). En este caso, el flujo estará estacionario en el espacio. Como el motor continúa girando a 600 r/min, de nuevo se aplicará un par o momento de torsión de frenado al rotor. Esto representa una ventaja sobre la opción 2 porque reducirá el número de comutaciones por segundo.

Resumiendo, el programa de conmutación depende por completo de los valores instantáneos del flujo ϕ_S y el par o momento de torsión T_M del motor en comparación con sus límites superior e inferior respectivamente designados.

23.39 Deslizamiento instantáneo y producción del par o momento de torsión

Para entender mejor la naturaleza del par o momento de torsión T_M , suponga que nuestro motor bifásico está conectado a una fuente de 200 V y que el flujo ϕ_S se mantiene dentro de los límites ϕ_A y ϕ_B . Así, el flujo gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj a 3000 r/min, excepto cuando los devanados están en cortocircuito, en cuyo caso se congela momentáneamente en el espacio. Supongamos además que el motor gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj a 600 r/min.

El flujo atraviesa las barras del rotor a una velocidad relativa de $3000 - 600 = 2400$ r/min. Esta velocidad de deslizamiento es muy alta, por lo que el voltaje E_R inducido en las barras del rotor es bastante alto (Fig. 23.73a) y la velocidad inducirá una corriente I_R en el rotor que aumentará con rapidez. El ritmo de aumento es determinado por el voltaje E_R y por la inductancia de dispersión de los devanados del rotor y estator. La corriente en el rotor queda en el campo magnético producido por el estator; por consiguiente, el par del rotor T_M del rotor también se incrementa con rapidez (Fig. 23.73b). Por lo tanto, después de un intervalo t_1 , el par o momento de torsión T_M alcanza el

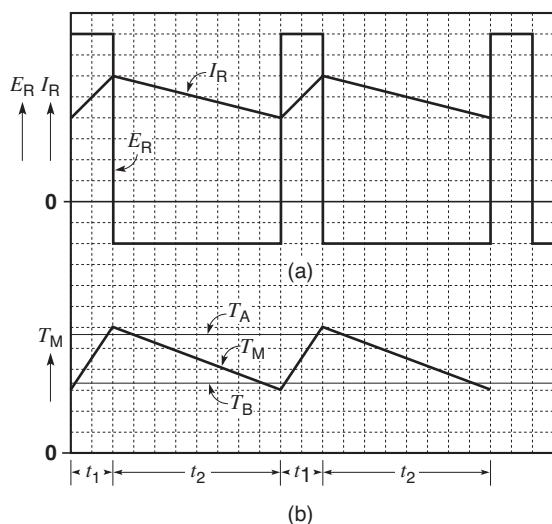


Figura 23.73

- Voltaje y corriente inducidos en las barras del rotor.
- Par o momento de torsión T_M desarrollado por el motor, y los límites superior e inferior T_A y T_B .

nivel T_A , en el cual los interruptores ponen en cortocircuito los devanados X y Y.

Esto congela el flujo en el espacio, por lo que deja de girar. Sin embargo, el rotor continúa girando a 600 r/min, a causa de su inercia. Ahora la velocidad de deslizamiento es de -600 r/min; induce en las barras del rotor un voltaje negativo E_R que es 4 veces menor que durante el intervalo t_1 .

En consecuencia, la corriente del rotor se reduce a un ritmo que es un cuarto del que era antes. El par o momento de torsión disminuye al mismo ritmo, como se muestra en la figura 23.73b. Durante el intervalo t_2 y en cuanto el par o momento de torsión alcanza el límite inferior T_B , los interruptores cambian de estado y el flujo recobra su velocidad de 3000 r/min. Otra vez la velocidad de deslizamiento es de 2400 r/min, el par o momento de torsión de aceleración se incrementa con rapidez y el ciclo de operación se repite. Ahora la suma de los intervalos t_1 y t_2 es de unos cuantos milisegundos.

Por lo tanto, el flujo avanza y se detiene continuamente para que su velocidad promedio esté muy debajo de su velocidad instantánea de 3000 r/min. De hecho, la velocidad promedio apenas rebasa las 600 r/min del rotor.

23.40 Control de motores trifásicos

Ya estudiamos el procedimiento de conmutación de un motor bifásico de dos polos. ¿Cómo se compara con el de un motor trifásico? Los devanados en un motor trifásico de dos polos están conectados en estrella, desplazados 120° en el espacio. Por consiguiente, si utilizamos un convertidor de 6 polos como el que se muestra en la figura 23.62, existirán siete combinaciones de conmutación para accionar los tres devanados. Estas combinaciones conectan las terminales (+) y (-) de la fuente de cd a los devanados A, B y C (Fig. 23.74a). La séptima combinación pone en cortocircuito los tres devanados. Por lo tanto, con la combinación A(+), el devanado A está conectado a la terminal (+) y los devanados B y C a la terminal negativa (-). Así, el flujo ϕ_s está dirigido hacia la derecha. Sin embargo, con la combinación A(-), el devanado A está conectado a la terminal (-) y los devanados B y C a la terminal (+). El flujo ϕ_s está entonces dirigido hacia la izquierda.

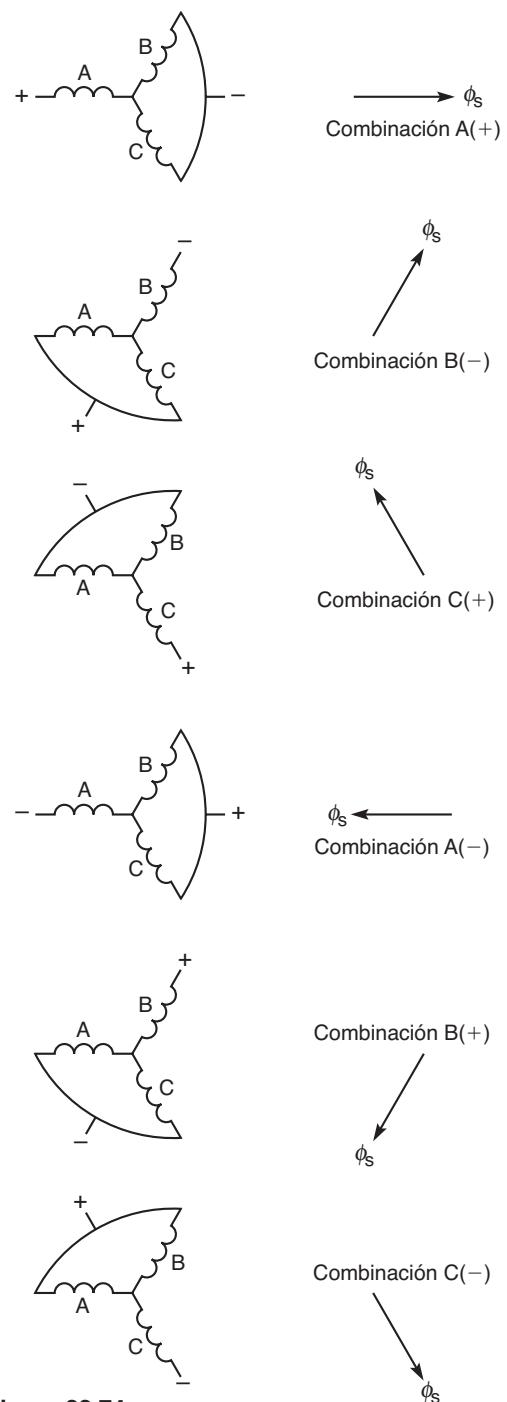


Figura 23.74a
Combinaciones de conmutación para los devanados de un motor trifásico y posiciones correspondientes del flujo ϕ_s en el estator.

Asimismo, con la combinación B (-), el devanado B está conectado a la terminal (-) y los devanados A y C a la terminal (+). El flujo ϕ_s está dirigido entonces en sentido contrario al de las manecillas del reloj a un ángulo de 60° .

Suponga que el flujo del estator de este motor trifásico no debe pasar del círculo punteado (Fig. 23.74b). Con cada combinación A (+), A (-), B (+), B (-), C (+), C (-), el flujo estará dirigido a una de las seis posiciones indicadas por los "vectores" en el centro de la figura. Para completar una vuelta, se requiere un mínimo de seis combinaciones.

Por ejemplo, suponga que el flujo inicial está representado por el vector 0-1. Utilizando la combinación C (+), el flujo se moverá a lo largo de la trayectoria 1-2. Habiendo llegado al punto 2, utilizamos la combinación A (-), la cual mueve el flujo hacia el punto 3. Habiendo llegado al punto 3, utilizamos la combinación B (+) para mover al punto 4, y así sucesivamente. Por lo tanto, el flujo en el espacio de un motor trifásico sigue una trayectoria hexagonal en lugar de la

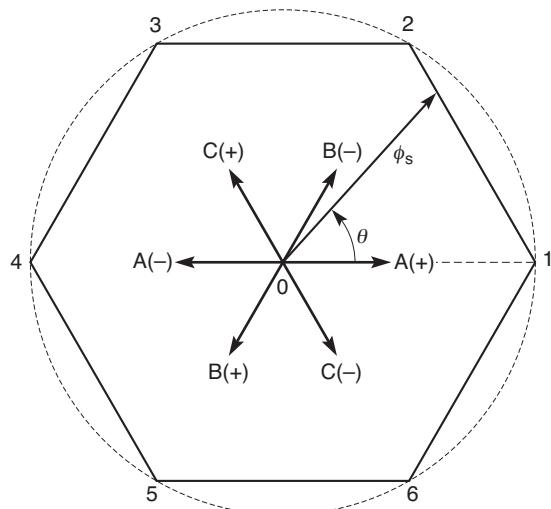


Figura 23.74b

Trayectoria hexagonal seguida por el flujo ϕ_s en un convertidor de 6 pasos trifásico. La amplitud y la posición del flujo instantáneo están indicadas por el vector ϕ_s . Las seis flechas que emanan del centro muestran las seis direcciones en las cuales se puede mover el flujo.

cuadrada de un motor bifásico. La relación del flujo máximo ϕ_s al mínimo es impuesta por la geometría del hexágono, es decir, $2/\sqrt{3} = 1.155$. Si se permiten seis comutaciones por revolución, el ancho de la banda de tolerancia es de 0.155 pu.

Justo como en el caso de un motor bifásico, estableciendo límites superior e inferior a la banda de tolerancia, aumentará el número de comutaciones por revolución. Por ejemplo, reduciendo la banda a 0.1 pu, la excursión se reduce $\pm 5\%$ del flujo promedio. Sin embargo, el número de comutaciones por vuelta se eleva a 18 (Fig. 23.75). Si el tiempo requerido para realizar una vuelta completa es, por ejemplo, de 15 ms, eso equivale a una frecuencia de comutación de $18/0.015 = 1200$ Hz. Como los intervalos de comutación no son fijos, el ruido acústico asociado es menos perceptible.

La trayectoria de la figura 23.75 puede ser marcada con detenciones momentáneas que corresponden a intervalos "cero" donde los tres devanados están en cortocircuito. Cada punto representa una detención que dura una fracción de milisegundo a varios milisegundos. Por lo tanto, los numerosos puntos entre 60° y

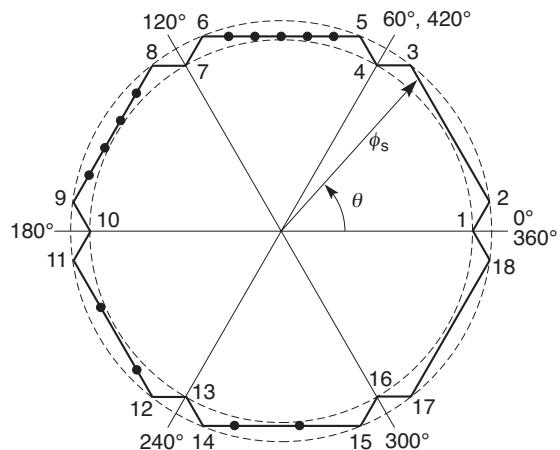


Figura 23.75

Trayectoria seguida por el flujo ϕ_s en un convertidor trifásico cuando la amplitud es obligada a permanecer entre los límites superior e inferior de 1.0 pu y 1.1 pu. Los puntos negros representan períodos "cero" cuando los devanados están en cortocircuito y el flujo ϕ_s está congelado en el espacio.

180° indican que la velocidad promedio del flujo es un tanto baja durante este periodo. En contraste, entre 180° y 300°, el flujo gira más rápido y su velocidad promedio es máxima entre 300° y 420° donde no hay “ceros”.

Como en el caso de un motor bifásico, el número de detenciones depende de las señales que controlan el par o momento de torsión. Cada detención corresponde a un instante en el que el par o momento de torsión T_M excede el nivel T_A . Es obvio que el número de ceros se incrementará en cualquier parte cuando el motor funcione a baja velocidad.

Para entender el proceso de conmutación de un motor trifásico, considere el caso en el que el rotor y el flujo giran en sentido contrario al de las manecillas del reloj (Fig. 23.76). Como antes, los devanados están conectados a un convertidor que ofrece siete posiciones de conmutación (Fig. 23.62). Seis combinaciones corresponden a devanados que están excitados y una combinación tiene los tres devanados en cortocircuito.

Suponga que el flujo ϕ_{S1} es momentáneamente menor que el flujo mínimo ϕ_B . Para corregir esta situación, podemos conectar los devanados a la fuente de cd de siete maneras diferentes. De este modo, la opción A (+) produce un flujo dirigido a la derecha.

mientras que la opción C (+) produce un flujo orientado a 120° con respecto a la horizontal. La opción “cero” produce un flujo que está fijo en el espacio porque los devanados están en cortocircuito.

Recordando las observaciones hechas en el caso del motor bifásico, las opciones A(-), B(+) y cero son eliminadas, pero las opciones A(+), B(-), C(+) y C (-) son elegibles. La opción depende del valor instantáneo del par o momento de torsión T_M . Si $T_M < T_B$, elegimos la opción C (+) porque produce un importante movimiento del flujo en la dirección de rotación del motor, y por ende un fuerte momento de torsión de aceleración. Sin embargo, si $T_M > T_A$, elegimos la opción A (+). Por último, si T_M queda entre T_A y T_B , elegimos B (-) en lugar de A (+) porque, mientras el flujo se incrementa, también produce un leve par o momento de torsión en la dirección de rotación del motor.

23.41 Diagrama esquemático de un DTC

Como en todos los sistemas de control complejos, el controlador de velocidad variable (Fig. 23.77) está basado en un modelo virtual del motor. Las propiedades del motor virtual se definen cuando se está instalando el sistema de velocidad variable. El controlador realiza una serie de pruebas preliminares y en unos cuantos minutos se determinan los parámetros del motor real junto con el par o momento de inercia del sistema. Así, el motor virtual es la imagen del motor real generada por la computadora.

Capturando las corrientes y los voltajes del estator, el voltaje de cd y el estado de los interruptores (Fig. 23.62), el controlador calculará automáticamente el par o momento de torsión, la velocidad y el flujo ϕ_s en el motor real.

La figura 23.77 es un bosquejo simplificado del sistema de control de par o momento de torsión directo o DTC. El rectificador de diodo es energizado por la fuente trifásica y el voltaje de salida de cd E_d está conectado al convertidor. Podemos entender la operación del sistema siguiendo las señales de entrada y salida de los diversos bloques. En particular, la caja del interruptor en el mejor estado envía señales lógicas al convertidor, las cuales indican en cada instante cuál de los interruptores se debe abrir o cerrar.

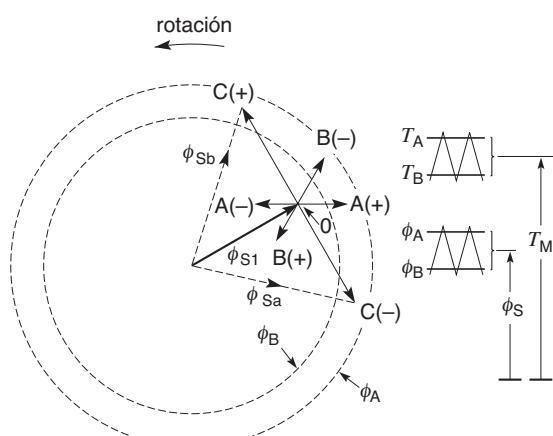


Figura 23.76

Figura 25.7c
Cuando ϕ_{S1} es menor que ϕ_B , el flujo se puede incrementar seleccionando una de las opciones siguientes: A (+), B (-), C (+) o C (-).

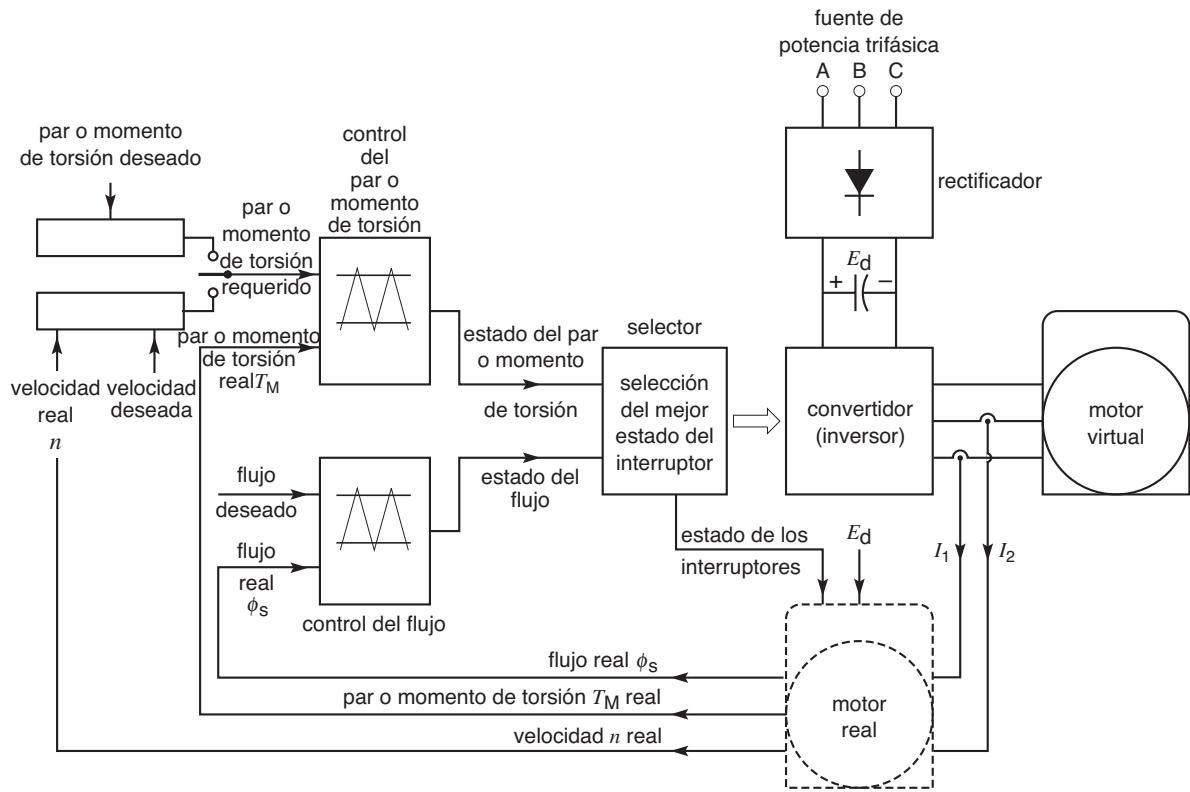
**Figura 23.77**

Diagrama esquemático de un sistema de control de momento de torsión directo (DTC). Este diagrama altamente simplificado ilustra el principio básico del sistema.

Observe que podemos controlar en cualquier instante ya sea el par o momento de torsión o la velocidad del motor. No podemos controlar ambos al mismo tiempo. La razón es que la relación de par o momento de torsión-velocidad depende de las características de la carga.

El control de par o momento de torsión directo se utiliza en muchas aplicaciones. Permite controlar la velocidad y el par o momento de torsión dentro de un rango muy amplio. La respuesta al par o momento de torsión es particularmente rápida. Por consiguiente, es posible mantener la velocidad constante, aun cuando la carga mecánica imponga choques mecánicos repentinos e inesperados.

Las figuras 23.78a y 23.78b muestran los componentes de un controlador DTC. La figura 23.79 muestra una aplicación industrial típica de un sistema DTC.

23.42 Conclusión

Este capítulo ha cubierto varios tipos de controles de ca. Los convertidores que conforman la parte de control del sistema de control pueden clasificarse en dos grupos principales: de conmutación lineal y autoconmutados. Los convertidores de conmutación lineal son particularmente adecuados para tiristores porque la corriente se extingue de manera natural a medida que cambian los voltajes de línea. Los convertidores de conmutación lineal se utilizan para controlar grandes motores de ca.

Los controles que utilizan convertidores autoconmutados han tomado la delantera principalmente por dos factores: la disponibilidad de interruptores de alta potencia, como GTOs e IGBTs, y la capacidad de las computadoras y microprocesadores de alta velocidad para procesar señales en tiempo real. Además, la capa-



Figura 23.78a

Esta microconsola portátil es un componente del sistema DTC. Da información sobre valores reales de velocidad, momento de torsión, corriente, etc., en 10 idiomas. También registra los últimos cinco problemas que ocurrieron y en qué momento.

(Cortesía de ABB)

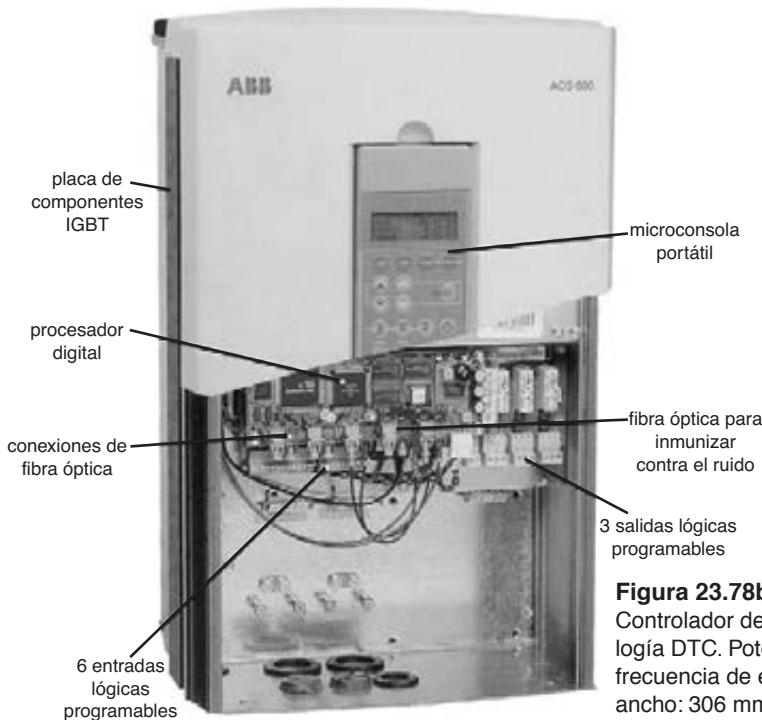
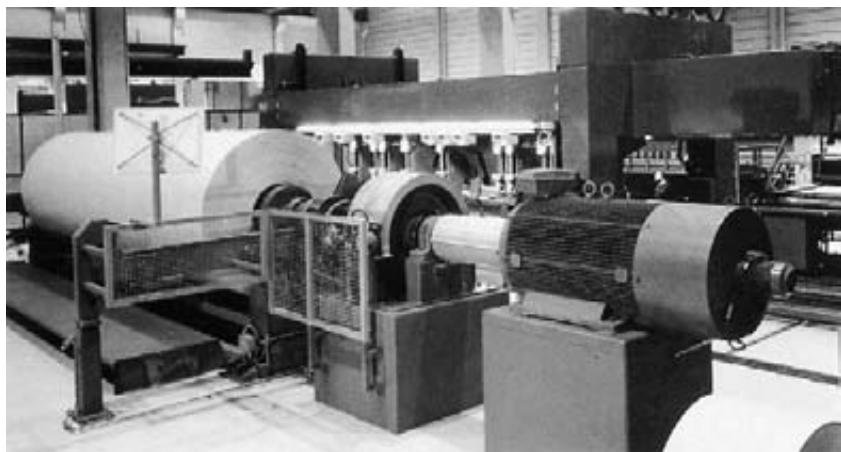


Figura 23.78b

Controlador de velocidad variable que utiliza tecnología DTC. Potencia: 60 hp; voltaje trifásico de 600 V; frecuencia de entrada: 48 a 63 Hz; altura: 715 mm; ancho: 306 mm; fondo: 432 mm; peso: 50 kg.

(Cortesía de ABB)

**Figura 23.79**

El par o momento de torsión de esta máquina enrolladora de papel es controlado con alta precisión mediante un motor de inducción convencional y sin necesidad de un codificador. Una aplicación interesante de DTC.
(Cortesía de ABB)

ciudad de convertidores de commutación PWM para generar formas de onda complejas de cualquier frecuencia y fase ha abierto el camino a los controles de motores de inducción que funcionan tan bien como los controles de cd.

Otro factor de gran importancia es que los convertidores de commutación, conectados a alimentadores de plantas eléctricas, pueden convertir potencia de ca en potencia de cd y viceversa mientras operan *sinusoidalmente* con factor de potencia unitario. Esto se hace posible operando el convertidor en el modo PWM y desplazando la fase del voltaje fundamental al mismo tiempo que se filtran los componentes de alta frecuencia con filtros relativamente baratos. El hecho de que la potencia se pueda absorber de la línea o retroalimentar a la misma con un alto factor de potencia y bajo contenido armónico, es un buen augurio para todos los controles electrónicos de motor de inducción.

De hecho, la propiedad inherente de los convertidores PWM de generar y absorber potencia reactiva al mismo tiempo que permiten que fluya potencia real del lado de ca al lado de cd y viceversa, ha abierto nuevas fronteras en todas las áreas donde se tiene que controlar la potencia. Por lo tanto, el convertidor de commutación PWM merece un lugar especial, junto con los transformadores y máquinas rotatorias, en la jerarquía de aparatos de potencia destacados.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 23-1 Mencione tres tipos de controles utilizados para energizar motores de inducción de jaula de ardilla.
- 23-2 ¿Por qué se requieren dos convertidores por cada devanado de fase en la figura 23.15?
- 23-3 Un motor de inducción trifásico estándar de jaula de ardilla y 16 polos tiene una capacidad de 460 V y 60 Hz. Necesitamos que el motor funcione a una velocidad sin carga de 225 r/min, mientras mantiene el mismo flujo en el entrehierro. Calcule el voltaje y la frecuencia que se tienen que aplicar al estator.
- 23-4 El motor trifásico de ventilador mostrado en la figura 23.18 tiene 4 polos y una capacidad a plena carga de 2 hp, 240 V y 60 Hz. Tiene la curva característica de par o momento de torsión-velocidad mostrada en la figura 23.19.

Calcule

- La velocidad nominal a plena carga [r/min]
 - El par o momento de torsión nominal a plena carga [N·m]
- 23-5 Un motor de inducción de 6 polos trifásico es controlado por un cicloconvertidor

alimentado por una línea de 60 Hz. ¿Cuál es la velocidad máxima aproximada que se puede alcanzar con este arreglo?

- 23-6 ¿Cuál es la diferencia básica entre un inversor de conmutación lineal y uno autoconmutado?
- 23-7 Se puede utilizar un inversor de conmutación lineal para controlar un motor síncrono trifásico pero no uno de inducción trifásico. Explique por qué.
- 23-8 Al comparar la disposición física de los rectificadores de puente en una fase del cicloconvertidor de la figura 23.15, ¿existe alguna diferencia con la disposición del rectificador de puente de la figura 23.33?
- 23-9 Un gran motor de inducción de jaula de ardilla tiene que funcionar a velocidad constante muy baja. Si se requiere control electrónico, ¿qué tipo de control sería más apropiado?

Nivel intermedio

- 23-10 El motor de inducción de la figura 23.15 tiene seis polos y funciona a una velocidad sin carga de 160 r/min. El voltaje efectivo a través de los devanados es de 42 V.

Calcule

- a. La frecuencia generada por el cicloconvertidor [Hz]
 - b. El voltaje de línea efectivo más pequeño posible de la fuente de 60 Hz [V]
- 23-11 Cuando el motor de inducción del problema 23-10 opera a plena carga (sin que cambie la frecuencia) su factor de potencia es de 80 por ciento.

Calcule

- a. El tiempo durante el cual el convertidor 1 actúa como rectificador [ms]
 - b. El tiempo durante el cual actúa como inversor [ms]
- 23-12 El motor y el ventilador mostrados en la figura 23.18 tienen las propiedades mostradas en la figura 23.19. La velocidad síncrona es de 1200 r/min, el par o momento de torsión nominal es de 8 N·m y el voltaje nominal de 240 V.

Calcule

- a. El par o momento de torsión, la velocidad y los caballos de fuerza cuando el voltaje es de 240 V
 - b. El par o momento de torsión, la velocidad y los caballos de fuerza cuando el voltaje es de 120 V
- 23-13 En la figura 23.24a, el voltaje y la corriente en el enlace de cd son de 240 V y 60 A, respectivamente. El voltaje de línea trifásico es de 240 V y 60 Hz. La eficiencia del motor es de 82 por ciento.

Calcule

- a. La potencia mecánica aproximada desarrollada por el motor [hp]
 - b. El ángulo de activación del convertidor 1
 - c. La potencia reactiva absorbida por el convertidor 1
- 23-14 ¿Por qué es más fácil lograr frenado regenerador con un control alimentado por corriente que con uno alimentado por voltaje?
- 23-15 Recurriendo a la figura 23.32, calcule lo siguiente:
- a. La corriente promedio en cada diodo
 - b. La corriente pico en cada diodo
 - c. El voltaje pico inverso a través de cada diodo
 - d. La frecuencia de la corriente I_R del rotor
- 23-16 En la figura 23.33 el valor de E_2 permanece fijo, pero en la figura 23.26 varía linealmente con la frecuencia generada por el convertidor 2. ¿Puede explicar por qué?
- 23-17 El motor trifásico del ventilador de la figura 23.18 tiene una capacidad nominal de 1/4 hp, 1620 r/min y 460 V. Las curvas características de par o momento de torsión-velocidad respectivas del motor y del ventilador se dan en la figura 23.19. Calcule las pérdidas eléctricas I^2R en el rotor (con el motor acoplado al ventilador).
- a. Cuando el motor funciona con voltaje nominal
 - b. Cuando el voltaje del estator se reduce a 230 V
 - c. ¿El rotor se calienta más en (a) o en (b)?

- 23-18 En el problema 23-17, calcule el voltaje del estator requerido para que el ventilador funcione a una velocidad de 810 r/min.
- 23-19 Un motor de inducción trifásico de rotor devanado, de 30 hp, 208 V, 3500 r/min y 60 Hz, produce un voltaje de línea en el rotor de circuito abierto de 250 V. Queremos limitar el par o momento de torsión con el rotor bloqueado a un valor máximo de 40 N·m para garantizar una pequeña corriente de arranque. Un rectificador de puente trifásico compuesto de seis diodos está conectado a los tres anillos colectores. Un solo reóstato manual está conectado a través de la salida de cd del rectificador.

Calcule

- a. La velocidad síncrona del motor
 - b. La potencia disipada en el circuito del rotor en condiciones de rotor bloqueado
 - c. El voltaje de salida de cd aproximado
 - d. La resistencia aproximada del reóstato y su capacidad de manejo de potencia
- 23-20 En el problema 23-19 un recortador de cd está conectado entre la salida de cd y un resistor de $0.2\ \Omega$. Si el recortador opera a una frecuencia fija de 500 Hz, calcule la duración del tiempo T_a en estado activo en condiciones de rotor bloqueado.

Nivel avanzado

- 23-21 a. El motor de inducción de jaula de ardilla mostrado en la figura 23.15 tiene una capacidad nominal de 50 hp, 460 V por fase, 60 Hz y 1100 r/min. El voltaje de línea trifásico es de 208 V y 60 Hz. Si deseamos que el motor funcione a una velocidad de cerca de 200 r/min, al mismo tiempo que desarrolla un par o momento de torsión a plena carga, calcule el voltaje y la frecuencia aproximados que se deben aplicar a los devanados del estator.
- b. Si la corriente I_a tiene un valor efectivo de 60 A, calcule el valor aproximado de la corriente pico transportada por cada tiristor.

- 23-22 El inversor autoconmutado de la figura 23.24a alimenta corriente cuyo valor eficaz es de 26 A a un motor. ¿Cuál es el valor de la corriente en el enlace de cd?
- 23-23 Un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla estándar, de 50 hp, 1750 r/min, 200 V y 60 Hz, es controlado por un inversor autoconmutado alimentado por corriente, el cual se muestra en la figura 23.24a. Calcule el voltaje y la frecuencia que se deben aplicar al estator para que el motor desarrolle su par o momento de torsión nominal a 400 r/min. Suponga que el flujo en la máquina es constante.

Aplicación industrial

- 23-24 Se requiere un motor de cd de 50 hp para impulsar una centrifugadora a una velocidad entre 18 000 y 30 000 r/min. Debido a los problemas de conmutación asociados con un conmutador estándar a estas velocidades, se decidió utilizar un motor de cd sin conmutador, controlado por dos convertidores con un enlace de cd (Fig. 23.8). Se elige un motor de 2 polos con potencia nominal de 50 hp, 30 000 r/min, 460 V, 60 A y un factor de potencia de 90 por ciento adelantado. Cuando el motor suministra su salida nominal, el ángulo de retraso del convertidor 2 es de 155° . Si el voltaje de línea a 60 Hz disponible es de 575 V, calcule lo siguiente:
- a. La frecuencia de activación aplicada a las puertas del convertidor 2
 - b. El voltaje del enlace de cd
 - c. El ángulo de retraso del convertidor 1
 - d. La corriente del enlace de cd si el motor absorbe una potencia de entrada de 41.5 kW
 - e. La frecuencia de fluctuación fundamental en E_1
 - f. La frecuencia de fluctuación fundamental en E_2
 - g. El factor de potencia de la línea de 60 Hz
 - h. El valor eficaz de I_s
 - i. Demuestre el flujo de potencia activa y reactiva en los convertidores
- 23-25 El arrancador de estado sólido ilustrado en la figura 23.23b se utiliza con un motor trifásico de 5 hp, 460 V y 1760 r/min que impulsa una

- banda transportadora. El motor tiene un par o momento de torsión de arranque de 2 pu. El voltaje de transición de arranque del motor se ajusta a 0.8 pu y el voltaje inicial a 0.4 pu.
- Calcule el valor del par o momento de torsión de transición de arranque y el par o momento de torsión inicial.
 - Sabiendo que la corriente a plena carga es de 6.2 A, calcule la potencia térmica aproximada disipada en el arrancador.
- 23-26 a. Recurriendo a la figura 23.37, calcule la fuerza tangencial neta ejercida en las barras del rotor, por polo.
- b. Si las corrientes de las barras del rotor estuvieran en fase con los voltajes de las barras del rotor, ¿cuál sería la fuerza tangencial ejercida en las barras del rotor, por polo? Se supone que la corriente permanece a 240 A y la longitud de las barras del rotor es de 10 cm.
- 23-27 El motor mostrado en la figura 23.37 tiene 8 polos y está conectado a una fuente de 60 Hz. El diámetro del rotor es de 140 mm y su frecuencia de 40 Hz. Calcule
- La velocidad del rotor [r/min]
 - El par o momento de torsión desarrollado por el rotor [N·m]
- 23-28 En el circuito equivalente de la figura 23.44a, calcule el voltaje de línea a línea en el estator que se requiere para que el motor desarrolle su par o momento de torsión nominal de 10.1 N·m.
- 23-29 La eficiencia a plena carga del motor de propulsión de 14 MW descrito en la figura 23.59 es de 97.3% cuando opera con factor de potencia unitario.
- Tomando en cuenta las pérdidas del campo de cd, las que ascienden a 84 kW, calcule la corriente nominal del estator a plena carga.
 - Calcule la corriente nominal del estator por devanado.
 - Calcule la corriente pico transportada por los tiristores.
- 23-30 En referencia a la figura 23.59, calcule lo siguiente:
- El rango de frecuencia de los cicloconvertidores
 - Las potencias activa y reactiva nominales suministradas por cada uno de los generadores eléctricos-diesel de 10 260 MVA
 - El factor de potencia de 75% que los generadores eléctricos-diesel pueden suministrar es mucho más bajo que el factor de potencia de retraso de 90% de la mayoría de los alternadores. ¿Puede dar una razón verosímil para este factor de potencia bajo?
 - El tiempo requerido para cubrir una distancia de 500 millas cuando este supercruce navega a su velocidad de servicio nominal
- 23-31 En la figura 23.56, $E_{12} = 420\angle 37^\circ$; $I = 330\angle 42^\circ$ y $x = 0.2 \Omega$. Determine lo siguiente:
- La magnitud y fase de E_{34}
 - La potencia activa y reactiva suministrada al convertidor o recibida por éste
- 23-32 Aludiendo al control del vehículo eléctrico de la figura 23.56, el convertidor monofásico en 4 cuadrantes produce un voltaje de cd de 805 V entre las terminales 5 y 6. La magnitud y el ángulo de fase del voltaje de ca entre las terminales 3 y 4 se puede ajustar variando continuamente el ciclo de trabajo. La frecuencia portadora de f_c es de 800 Hz y la frecuencia fundamental es igual a la de la línea de potencia de 60 Hz. La reactancia x tiene una impedancia a 60 Hz de 0.8Ω y el voltaje en el lado del secundario del transformador es $E_{12} = 400\angle 62^\circ$. La magnitud y fase de E_{34} se ajustan de modo que el convertidor alimente 161 kW al enlace de cd, y que garanticen que la corriente I esté en fase con E_{12} . Ignorando las pérdidas en el convertidor, calcule lo siguiente:
- La magnitud de I_d
 - La magnitud y fase de I
 - La magnitud y fase de E_{34}
 - La relación de modulación por amplitud
- 23-33 Un convertidor monofásico de 60 Hz como el mostrado en la figura 23.56 opera a una

frecuencia portadora síncrona de 300 Hz. El voltaje del enlace de cd es de 680 V y el valor efectivo del voltaje fundamental E_{34} a 60 Hz es de 430 V. Calcule el ciclo de trabajo D y el tiempo en estados activo/inactivo cuando el voltaje de ca es momentáneamente:

- a. +500 V
- b. -30 V

- 23-34 En la figura 23.42a se muestra el circuito equivalente de un motor trifásico de 2 polos, 5 hp, 480 V y 60 Hz. Determine el circuito equivalente por fase cuando el motor funciona a 600 r/min mientras opera a una

frecuencia de 12 Hz y un voltaje de línea a línea de 92 V. Calcule lo siguiente:

- a. El valor de la resistencia a la potencia
- b. La corriente del estator
- c. El componente magnetizante de la corriente del estator
- d. El componente de la corriente del estator que produce el par o momento de torsión
- e. El par o momento de torsión total

- 23-35 Recurriendo a la figura 23.44a, pero suponiendo una carga más grande, calcule la corriente de línea, la corriente magnetizante y el par o momento de torsión si el motor gira a 90 r/min en lugar de 270 r/min.

PARTE CUATRO

*Sistemas de potencia eléctrica,
generación, transmisión
y distribución*

CAPÍTULO 24

Generación de energía eléctrica

24.0 Introducción

A hora que ya conocemos las principales máquinas, transformadores y otros dispositivos de potencia, podemos ver cómo se utilizan en un sistema eléctrico grande. Este tipo de sistema comprende todos los aparatos utilizados en la generación, transmisión y distribución de energía eléctrica, comenzando con la planta de generación y terminando en la casa de veraneo más remota. Por lo tanto, este capítulo y los tres posteriores están dedicados a los siguientes temas importantes:

- la generación de energía eléctrica
- la transmisión de energía eléctrica
- la distribución de energía eléctrica
- el costo de la electricidad

24.1 Demanda de un sistema eléctrico

La potencia total absorbida por los clientes de una compañía de electricidad grande fluctúa entre límites amplios, dependiendo de la estación y la hora del día.

La figura 24.1 muestra cómo varía la demanda (potencia) del sistema durante un día típico en el verano y un día típico en el invierno. El patrón de la demanda diaria es notablemente similar en las dos estaciones. Durante el invierno la demanda pico de 15 GW (= 15 000 MW) es más alta que el pico de 10 GW en

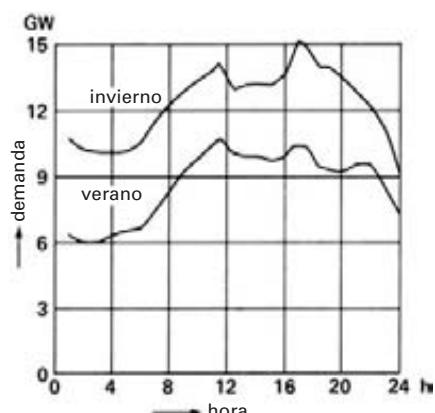


Figura 24.1
Curva de la demanda de un sistema grande durante un día de verano y un día de invierno.

el verano. No obstante, ambos picos ocurren alrededor de las 17:00 (5:00 P.M.) porque la actividad doméstica incrementada a esta hora coincide con los centros industriales y comerciales que aún están operando a plena capacidad.

La curva de la carga de la figura 24.2 muestra las variaciones *estacionales* para el mismo sistema. Observe que la demanda pico durante el invierno (15 GW) es más de dos veces la demanda mínima durante el verano (6 GW).

Al examinar la curva, vemos que la demanda durante todo el año nunca es de menos de 6 GW. Ésta es la *carga base* del sistema. También vemos que la *carga pico* anual es de 15 GW. La carga base tiene que ser alimentada el 100 por ciento del tiempo, pero la carga pico puede ocurrir durante sólo 0.1 por ciento del tiempo. Entre estos dos extremos existen *cargas intermedias* que tienen que ser alimentadas durante menos del 100 por ciento del tiempo.

Si trazamos la duración de cada demanda anualmente, obtenemos la *curva de duración de carga* de la figura 24.3. Por ejemplo, la curva muestra que una demanda de 9 GW o menos dura el 70 por ciento del tiempo, en tanto que una demanda de 12 GW dura sólo el 15 por ciento del tiempo. La gráfica está dividida en secciones de carga base, intermedia y pico. La parte de carga pico generalmente incluye demandas que duran menos del 15 por ciento del tiempo. Sobre esta base el sistema tiene que suministrar 6 GW de potencia base, otros 6 GW de potencia intermedia y 3 GW de potencia pico.

Estos bloques de potencia dan lugar a tres tipos de plantas de generación:

- Plantas de potencia base** que suministran toda la potencia en todo momento. Las plantas nucleares y plantas de carbón están particularmente bien adaptadas para suministrar la demanda base.
- Plantas de potencia intermedia** que pueden responder relativamente rápido a cambios de demanda, casi siempre agregando o suprimiendo una o más unidades de generación. Las plantas hidroeléctricas son muy adecuadas para este propósito.
- Plantas de generación pico** que suministran potencia durante intervalos breves a lo largo del día: Estas plantas se deben poner en servicio con mucha rapidez. Por consiguiente, están equipadas con motores primarios tales como motores diesel, turbinas de gas, motores de aire comprimido o turbinas de almacenamiento y bombeo que se pueden arrancar en unos cuantos minutos. A este respecto, vale la pena mencionar que las plantas de generación térmicas que utilizan gas o carbón tardan de 4 a 8 horas en arrancar, mientras que las plantas nucleares pueden tardar varios días. Obviamente, estas plantas de generación no se pueden utilizar para suministrar potencia pico a corto plazo.

Volviendo a la figura 24.3, las áreas de las partes punteada y rayada son proporcionales a la cantidad relativa de energía (kW·h) asociada con las cargas base, intermedia y pico. Por lo tanto, las plantas de potencia

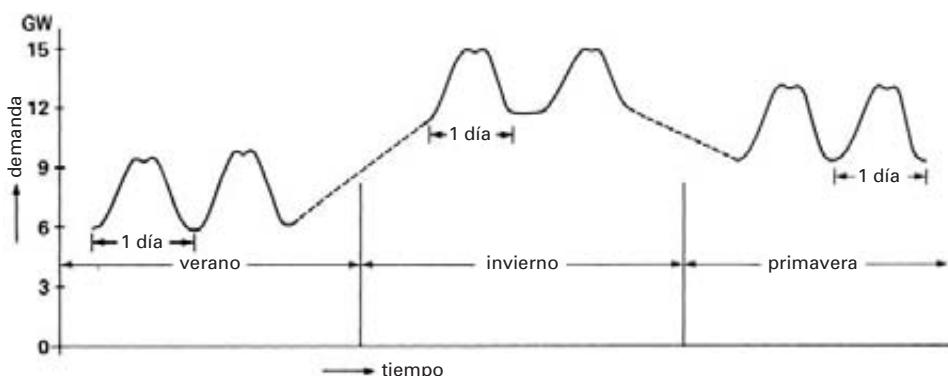
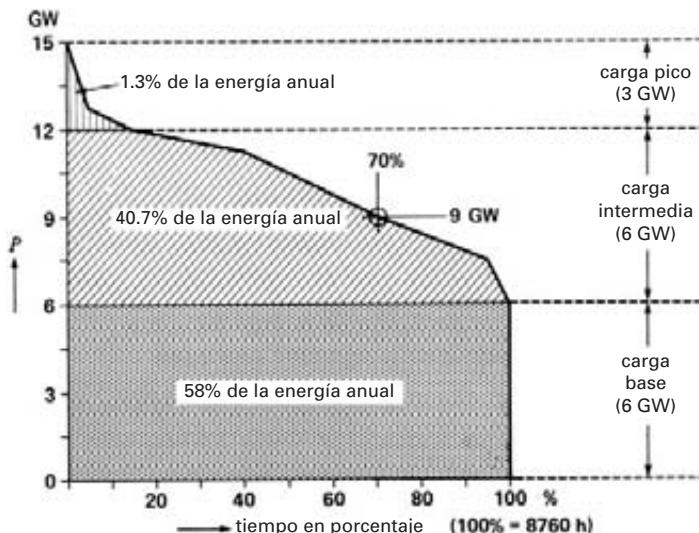


Figura 24.2

Curva de la demanda de un gran sistema de suministro de electricidad durante un año.

**Figura 24.3**

Curva de duración de la carga de un gran sistema de suministro de electricidad.

base suministran el 58 por ciento de los requerimientos de energía anuales, en tanto que las de carga pico contribuyen sólo con el 1.3 por ciento. Las plantas de carga pico están en servicio durante un promedio de una hora por día. Por consiguiente, la potencia pico es muy cara porque las plantas que la producen están paradas la mayor parte del tiempo.

24.2 Ubicación de la planta de generación

Al planificar un sistema de suministro eléctrico, se debe planificar con cuidado la ubicación física de la planta de generación, de las líneas de transmisión y de las subplantas para llegar a una solución económica y aceptable. En ocasiones se puede instalar una planta de generación cerca de la fuente primaria de energía (como una mina de carbón) y utilizar líneas de transmisión para transportar la energía eléctrica a donde se requiere. Cuando esto no es práctico ni económico, se tiene que transportar la energía primaria (carbón, gas, petróleo) por barco, tren u oleoducto a la planta de generación (Fig. 24.4). Por lo tanto, la planta de generación puede estar cerca o lejos del usuario final de la energía eléctrica. La figura 24.4 también muestra algunos de

los obstáculos que impiden que las líneas de transmisión sigan la ruta más corta. Debido a estos obstáculos, tanto físicos como legales, las líneas de transmisión con frecuencia siguen una trayectoria en zigzag entre la planta de generación y el usuario final.

24.3 Tipos de plantas de generación

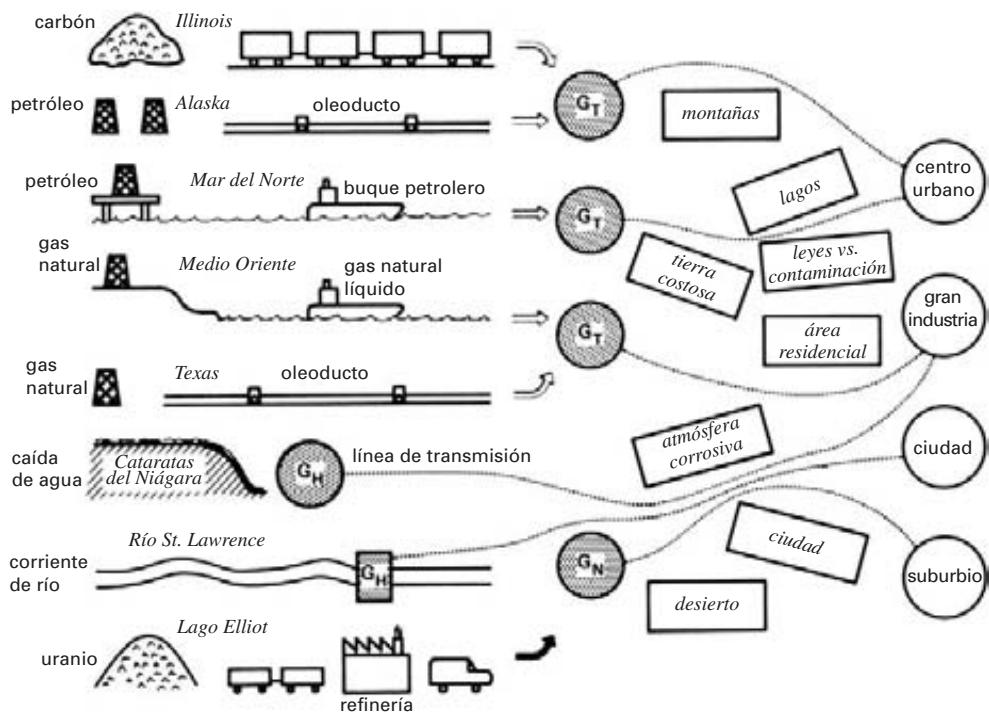
Existen tres tipos principales de plantas de generación:

1. Plantas de generación térmicas
2. Plantas de generación hidroeléctricas
3. Plantas de generación nucleares

Las plantas de generación térmicas producen la mayor parte de la energía eléctrica en los Estados Unidos. No obstante, las plantas hidroeléctricas y nucleares importantes producen cerca del 20 por ciento de los requerimientos totales.

Algunas de las plantas hidroeléctricas más grandes se encuentran en Quebec y la Columbia Británica, en Canadá.

Aun cuando podemos explotar el viento, las mareas y la energía solar, estas fuentes de energía representan una minúscula parte de la energía total que necesitamos.

**Figura 24.4**

La extracción, el transporte y la transformación de las fuentes primarias de energía se realizan de diferentes maneras. Las líneas de transmisión punteadas que conectan las plantas de generación G con los consumidores deben sortear varios obstáculos. G_T : planta térmica; G_H : planta hidroeléctrica; G_N : planta nuclear.

24.4 Control de equilibrio de potencia entre generador y carga

La energía eléctrica consumida por los miles de usuarios debe ser suministrada de inmediato por los generadores de ca, porque la energía eléctrica de ca no se puede almacenar. ¿Cómo se mantiene este equilibrio casi instantáneo entre los requerimientos de los clientes y la potencia generada? Para responder la pregunta, consideremos una sola planta hidroeléctrica que abastece una carga regional R_1 (Fig. 24.5). El agua detrás de la cortina de la presa fluye a través de la turbina y hace que ésta y el generador giren.

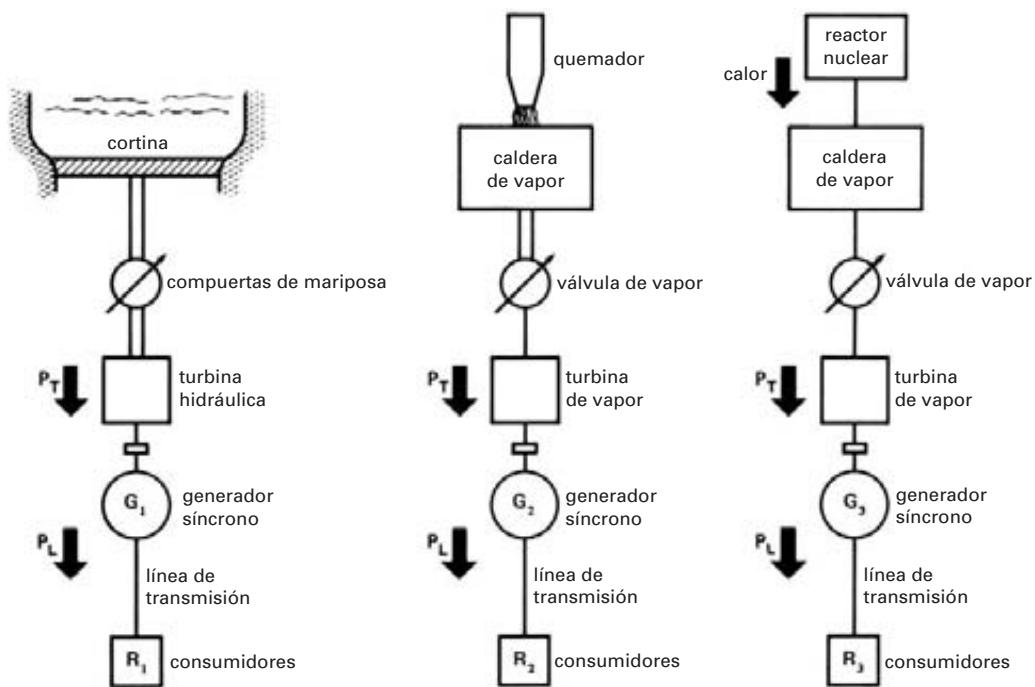
La potencia mecánica P_T desarrollada por la turbina depende exclusivamente de la apertura de las compuertas de mariposa que controlan el flujo del agua. Mientras más grande es la abertura, más agua entra a

la turbina y la potencia incrementada se transmite de inmediato al generador.

En cambio, la potencia eléctrica P_L extraída del generador depende exclusivamente de la carga. Cuando la potencia mecánica P_T suministrada al rotor es igual a la potencia eléctrica P_L consumida por la carga, el generador está en equilibrio dinámico y su velocidad permanece constante. Se dice que el sistema eléctrico está *estable*.

Sin embargo, acabamos de ver que la demanda del sistema fluctúa continuamente, así que en ocasiones P_L es mayor y en otras es menor que P_T . Si P_L es mayor que P_T , la unidad de generación (turbina y generador) comienza a perder velocidad. A la inversa, si P_L es menor que P_T , la unidad de generación se acelera.

Por lo tanto, la variación de la velocidad del generador es un excelente indicador del estado de equilibrio entre P_L y P_T y, en consecuencia, de la estabilidad

**Figura 24.5**

Potencia suministrada a tres regiones independientes.

del sistema. Si la velocidad se reduce se tienen que abrir las compuertas, y si aumenta deben cerrarse para mantener un estado continuo de equilibrio entre P_T y P_L . Aun cuando se podrían ajustar las compuertas manualmente observando la velocidad, siempre se utiliza un regulador de velocidad automático.

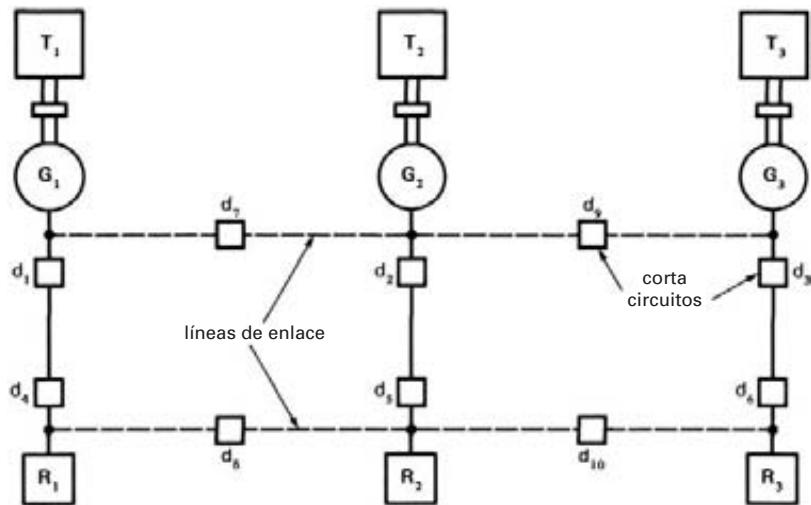
Los reguladores de velocidad, o gobernadores, son dispositivos extremadamente sensibles. Pueden detectar cambios de velocidad tan pequeños como uno de 0.02 por ciento. Por lo tanto, si la velocidad de un generador se incrementa de 1800 r/min a 1800.36 r/min, el gobernador comienza a actuar en el mecanismo de las compuertas. Si la carga se incrementa de repente, la velocidad se reducirá momentáneamente, pero el gobernador la regresará rápidamente a su valor nominal. La misma acción correctiva ocurre cuando la carga se suprime de manera repentina.

Obviamente, cualquier cambio de velocidad produce un cambio correspondiente en la frecuencia del sistema. Por lo tanto, la frecuencia es un excelente indicador de la estabilidad de un sistema. *El sistema se mantiene estable en tanto la frecuencia sea constante.*

Los gobernadores de plantas térmicas y nucleares operan del mismo modo, excepto que regulan válvulas de vapor, permitiendo que fluya más o menos vapor a través de las turbinas (Fig. 24.5). El cambio resultante en el flujo de vapor tiene que ir acompañado por un cambio en la velocidad de combustión. Así pues, en el caso de una caldera que quema carbón, se tiene que reducir la combustión en cuanto se cierran las válvulas, o de lo contrario la presión en la caldera excederá con rapidez los límites de seguridad.

24.5 Ventaja de los sistemas interconectados

Considérense las tres plantas de generación de la figura 24.5, conectadas a sus respectivas cargas regionales R_1 , R_2 y R_3 . Como los sistemas no están interconectados, cada uno puede operar a su propia frecuencia, y una perturbación en uno de ellos no afecta a los demás. Sin embargo, es preferible interconectar los sistemas porque ello (1) mejora la estabilidad total, (2) proporciona una mejor continuidad de servicio y (3) es más

**Figura 24.6**

Tres redes conectadas por cuatro líneas de enlace.

económico. La figura 24.6 muestra cuatro líneas de transmisión de interconexión, que vinculan tanto las plantas de generación como las regiones que reciben el servicio. Están instalados los cortacircuitos de alta velocidad d_1 a d_{10} para interrumpir automáticamente la potencia en caso de una falla y reencauzar el flujo de potencia eléctrica.* A continuación analizaremos las ventajas de este tipo de red.

1. Estabilidad. Los sistemas que están interconectados tienen una mayor reserva de potencia que un sistema que trabaja solo. De hecho, un sistema grande es más capaz de soportar una gran perturbación y, por consiguiente, es inherentemente más estable. Por ejemplo, si la carga se incrementa repentinamente en la región R_1 , de inmediato fluye energía de las plantas G_2 y G_3 y por las líneas de interconexión. Así, la excesiva carga es compartida por las tres plantas en lugar de ser conducida por una sola.

2. Continuidad del servicio. Si una planta de generación se avería, o si se tiene que cerrar para inspec-

ción y mantenimiento anuales, las dos plantas restantes pueden abastecer a los clientes a los que da servicio aquélla. La energía que fluye por las líneas de interconexión se mide y se accredita automáticamente a la planta que la surte, menos cualesquier cargos de transporte. Un *cargo de transporte* es la suma pagada a otra compañía de electricidad cuando se utilizan sus líneas de transmisión para suministrar potencia a una tercera parte.

3. Economía. Cuando varias regiones están interconectadas, la carga puede ser compartida entre las diversas plantas de generación para que el costo total de operación se reduzca al mínimo. Por ejemplo, en lugar de que operen las tres plantas a capacidad reducida durante la noche cuando la demanda es baja, se puede parar completamente una planta y dejar que las otras soporten la carga. De este modo se reduce en gran medida el costo de operación de una planta al mismo tiempo que mejora la eficiencia de las otras plantas, porque ahora funcionan casi a su capacidad nominal.

Por lo tanto, las compañías de electricidad están interesadas en agrupar sus recursos por medio de una red de líneas de transmisión de interconexión. Una oficina central despachadora (centro de control) distribuye la carga entre las diversas compañías y plantas de generación para minimizar los costos (Fig. 24.7). Debido a la

* El estándar 100-1992 de IEEE establece que una falla es una condición física que hace que un dispositivo, un componente o un elemento deje de funcionar de una manera requerida, por ejemplo, un cortocircuito, un cable roto o una conexión intermitente.



Figura 24.7

Técnicos en los cuartos de control de dos plantas de generación se comunican entre sí, o con una oficina central de despacho, mientras supervisan la operación de sus respectivas unidades de generación.

complejidad de algunos sistemas, las decisiones de control se hacen invariablemente con la ayuda de una computadora. La oficina de despacho también tiene que predecir los cambios de carga diarios y estacionales y dirigir el arranque y la detención de las unidades de generación para mantener una buena estabilidad de la inmensa y complicada red.

Por ejemplo, la New England Power Exchange (NEPEX) coordina los recursos de 13 compañías de electricidad que dan servicio a Connecticut, Rhode Island, Maine y New Hampshire. También supervisa el flujo de potencia entre esta enorme red y el estado de Nueva York y Canadá.

Aunque estos sistemas interconectados deben operar necesariamente a la misma frecuencia, la carga aún puede ser asignada entre las unidades de generación individuales, de acuerdo con un programa específico. Por lo tanto, si una unidad de generación tiene que suministrar más potencia, su gobernador se ajusta un poco de modo que se suministre más potencia al generador. El incremento en la salida de electricidad de esta unidad produce una disminución correspondiente en la potencia total suministrada por las demás unidades de generación del sistema interconectado.

24.6 Condiciones durante una interrupción de corriente

Una perturbación importante en un sistema (llamada *contingencia*) crea un estado de emergencia y se deben tomar medidas inmediatas para evitar que se extienda

a otras regiones. La repentina pérdida de una carga importante o un cortocircuito permanente en una línea de transmisión constituyen una contingencia grave.

Si se pierde repentinamente una carga grande, todas las turbinas comienzan a acelerarse y la frecuencia se incrementa por todo el sistema. Por otra parte, si se desconecta un generador, la velocidad de los generadores restantes disminuye porque de pronto tienen que soportar toda la carga. La frecuencia comienza a disminuir (en ocasiones a razón de 5 Hz por segundo). En estas condiciones no se debe perder el tiempo y, si no se puede regresar la frecuencia a la normalidad con los métodos convencionales, se tiene que desconectar una o más cargas. Esta *desconexión de cargas* se realiza mediante relevadores sensibles a la frecuencia que abren cortacircuitos seleccionados a medida que la frecuencia se reduce. Por ejemplo, en un sistema de 60 Hz los relevadores se pueden ajustar para desconectar el 15 por ciento de la carga del sistema cuando la frecuencia llega a 59.3 Hz, otro 15 por ciento cuando llega a 58.9 Hz y un 30 por ciento final cuando la frecuencia es de 58 Hz. La desconexión de cargas debe realizarse en menos de un segundo para conservar las cargas consideradas de primordial importancia. En lo que se refiere a los clientes desconectados, esta interrupción de corriente crea serios problemas. Los elevadores se detienen entre pisos, los hornos de arco comienzan a enfriarse, el papel se rasga al moverse a través de una fábrica de papel, los semáforos dejan de funcionar, etc. Obviamente, a todos nos interesa un servicio ininterrumpido.

La experiencia a lo largo de muchos años ha demostrado que la mayoría de los cortocircuitos en un sistema son muy breves. Pueden ser provocados por rayos, aislantes contaminados, árboles derribados o sobrevoltajes creados cuando los cortacircuitos se abren y cierran. Por lo general, estas alteraciones producen un cortocircuito entre dos fases o entre una fase y tierra. Los cortocircuitos trifásicos son muy raros.

Debido a que, por lo general, los cortocircuitos en líneas son muy breves, a menudo se puede evitar una interrupción de corriente importante con sólo abrir y cerrar de inmediato la línea cortocircuitada. Naturalmente, una commutación tan rápida de los cortacircuitos se realiza automáticamente porque todo sucede en cuestión de unos cuantos ciclos.

24.7 Relojes de frecuencia y eléctricos

La frecuencia de un sistema fluctúa conforme varía la carga, pero los gobernadores de turbina siempre la regresan a 60 Hz. Debido a estas fluctuaciones, el sistema gana o pierde unos cuantos ciclos durante el día. Cuanto la pérdida o ganancia acumulada es de aproximadamente 180 ciclos, el error se corrige haciendo que todos los generadores giren más rápido o más lento durante un breve periodo. La corrección de la frecuencia se realiza de acuerdo con instrucciones del centro de despacho. De este modo, una red de 60 Hz genera exactamente 5 184 000 ciclos en un periodo de 24 horas. Relojes eléctricos conectados a la red indican el tiempo correcto hasta dentro de 3 segundos, porque la posición de la segunda manecilla está relacionada directamente con el número de ciclos transcurridos.

PLANTAS DE GENERACIÓN HIDROELÉCTRICAS

Las plantas de generación hidroeléctricas convierten la energía del agua en movimiento en energía eléctrica mediante una turbina hidráulica acoplada a un generador síncrono.

24.8 Potencia hidroeléctrica disponible

La potencia que se puede extraer de una cascada depende de su altura y caudal. Por lo tanto, el tamaño y la ubicación física de una planta hidroeléctrica depen-

den de estos dos factores. La potencia hidroeléctrica se puede calcular mediante la ecuación

$$P = 9.8 qh \quad (24.1)$$

donde

P = potencia hidráulica disponible [kW]

q = caudal del agua [m^3/s]

h = altura de la caída del agua [m]

9.8 = coeficiente para manejar las unidades

A causa de las pérdidas por fricción en los conductos de agua, de la carcasa de la turbina y de la turbina misma, la salida de potencia mecánica de la turbina es un poco menor que la calculada mediante la ecuación 24.1. Sin embargo, la eficiencia de las grandes turbinas hidráulicas es de entre 90 y 94 por ciento. La eficiencia del generador es aún más alta, de entre 97 y 99 por ciento, dependiendo del tamaño del generador.

Ejemplo 24-1

Una gran planta de potencia hidroeléctrica tiene una caída de 324 m y un flujo promedio de $1370 \text{ m}^3/\text{s}$. El embalse de agua detrás de las cortinas y diques se compone de una serie de lagos que abarcan un área de 6400 km^2 .

Calcule

- La potencia hidráulica disponible.
- El número de días que se podría mantener esta potencia si se permitiera que el nivel del agua embalsada se redujera 1 m (suponga que no hay precipitaciones o evaporación e ignore el agua aportada por los ríos y arroyos circundantes).

Solución

- La potencia hidroeléctrica disponible es

$$\begin{aligned} P &= 9.8 qh \\ &= 9.8 \times 1370 \times 324 \\ &= 4 350 000 \text{ kW} = 4350 \text{ MW} \end{aligned}$$

- Una reducción de 1 m del nivel del agua corresponde a $6400 \times 10^6 \text{ m}^3$ de agua. Como el flujo es de $1370 \text{ m}^3/\text{s}$, el tiempo para que toda esta agua fluya a través de la turbina es

$$\begin{aligned} t &= 6400 \times 10^6 / 1370 \\ &= 4.67 \times 10^6 \text{ s} \\ &= 1298 \text{ h} = 54 \text{ días} \end{aligned}$$

Como comentario interesante, un flujo de aproximadamente $1370 \text{ m}^3/\text{s}$ es casi 10 veces la cantidad de agua utilizada por la ciudad de Nueva York y sus suburbios.

24.9 Tipos de plantas hidroeléctricas

Las plantas hidroeléctricas se dividen en tres grupos, dependiendo de la caída del agua:

1. Desarrollo de caída alta
2. Desarrollo de caída mediana
3. Desarrollo de caída baja

Los desarrollos de caída alta tienen caídas de más de 300 m y se utilizan turbinas Pelton de alta velocidad. Estas plantas de generación se encuentran en los

Alpes y otras regiones montañosas. La cantidad de agua embalsada generalmente es pequeña.

Los desarrollos de caída mediana tienen caídas de entre 30 m y 300 m y se utilizan turbinas Francis de mediana velocidad. La planta de generación es alimentada por un enorme embalse de aguaretenido por diques y una cortina. La cortina casi siempre se construye a través del lecho de un río en una región relativamente montañosa. Una gran cantidad de agua es embalsada detrás de la cortina (Fig. 24.8).

Los desarrollos de caída baja tienen caídas de menos de 30 m y se utilizan turbinas Kaplan o Francis de baja velocidad. Estas plantas de generación a menudo extraen la energía de las corrientes de los ríos. Las turbinas están diseñadas para manejar grandes volúmenes de agua a baja presión. No se requieren embalses (Fig. 24.9).

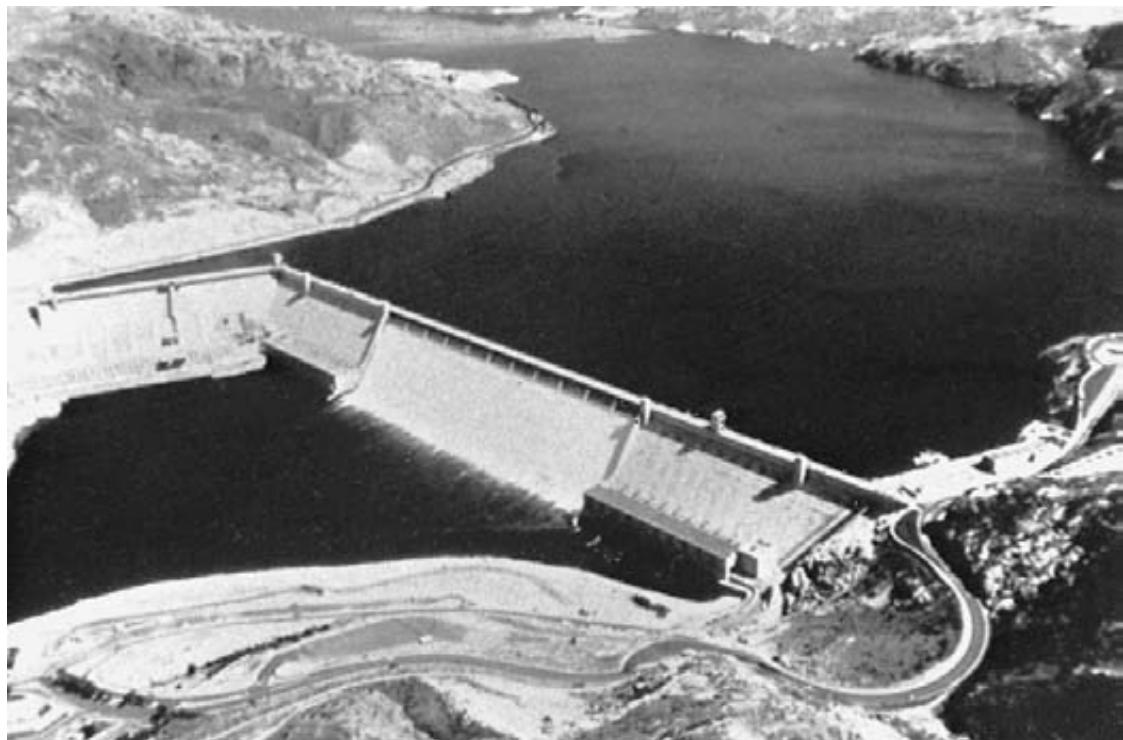


Figura 24.8

La presa Grand Coulee en el río Columbia en el estado de Washington tiene de 108 m de altura y 1270 de ancho. Es la planta hidroeléctrica más grande del mundo ya que tiene 18 unidades de generación de 125 MW cada una y 12 de 600 MW cada una, para un total de 9450 MW de capacidad instalada. El vertedero se encuentra a la mitad de la cortina.

(Cortesía de General Electric)

**Figura 24.9**

La planta de generación Beauharnois en el río St. Lawrence contiene 26 alternadores trifásicos de 50 MVA, 13.2 KV, 75 r/min y 60 Hz con un factor de potencia retrasado de 0.8. 10 unidades adicionales de 65 MVA y 95.7 r/min conforman la instalación completa. La salida oscila entre 1000 y 1575 MW, según el flujo de agua estacional.

(Cortesía de Hydro-Québec)

24.10 Composición de una planta hidroeléctrica

Una instalación hidroeléctrica se compone de represas, vías fluviales y conductos que forman un embalse y canalizan el agua hacia las turbinas. Éstos y otros elementos descritos nos permiten entender algunos

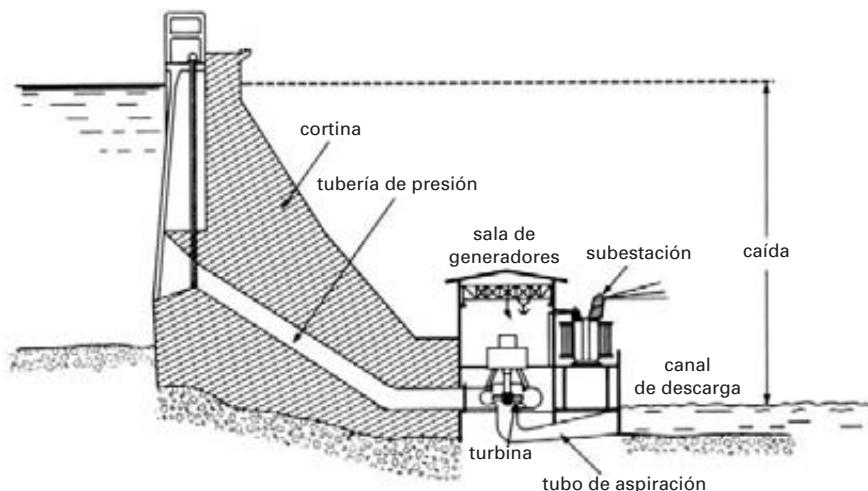
componentes y características básicos de una planta hidroeléctrica (vea la figura 24.10).

1. Cortinas. Las cortinas hechas de tierra o concreto se construyen a través de lechos de ríos para crear embalses de almacenamiento. Los embalses compensan las precipitaciones reducidas durante las estaciones secas y los flujos anormales debidos a las lluvias intensas y derretimientos de nieve. Las cortinas permiten regular el flujo de agua durante todo el año para que la central eléctrica pueda funcionar casi a toda su capacidad.

Se proporcionan vertederos adyacentes a la cortina para descargar agua cuando el nivel del embalse suba demasiado. Hemos visto que la demanda de electricidad varía considerablemente a lo largo del día, y de una estación a otra. Por consiguiente, el agua disponible no siempre se puede utilizar para suministrar energía al sistema. Si el embalse de agua es pequeño o casi inexistente (como en plantas localizadas en tramos de ríos), desafortunadamente se tiene que dejar que el agua se derrame por el vertedero sin utilizarla.

Las cortinas sirven a menudo para un doble propósito, proporcionar irrigación y vías de navegación, además de su rol de generación de potencia. El sistema integrado de la Tennessee Valley Authority es un buen ejemplo.

2. Conductos, tuberías de presión y caja espiral. En grandes instalaciones, los conductos conducen el agua del sitio de la presa a la planta de generación. Pueden

**Figura 24.10**

Vista de corte transversal de una planta hidroeléctrica de caída mediana.

ser canales abiertos o túneles cavados en la roca. Los conductos alimentan una o más tuberías de presión (enormes tubos de acero), las cuales llevan el agua a las turbinas individuales. Enormes válvulas, en ocasiones de varios metros de diámetro, permiten interrumpir el abasto de agua en los conductos.

Las tuberías de presión canalizan el agua hacia la caja espiral que circunda el rodete o rotor (turbina) de modo que el agua se distribuya uniformemente alrededor de su circunferencia. Aspas guía y compuertas de mariposa controlan el agua para que fluya uniformemente hacia las aspas del rotor (vea las figuras 24.11, 24.12 y 24.13). Las compuertas de mariposa se abren y cierran en respuesta a un poderoso mecanismo hidráulico controlado por los respectivos gobernadores de turbina.



Figura 24.11

La caja espiral alimenta agua alrededor de la circunferencia de una turbina de 483 MW.
(Cortesía de Marine Industrie)



Figura 24.12

En el interior de la caja espiral, un juego de compuertas de mariposa controlan la cantidad de agua que fluye hacia la turbina.

(Cortesía de Marine Industrie)

3. Tubo de aspiración y canal de descarga. El agua que ha pasado a través del rotor fluye entonces a través de un canal vertical cuidadosamente diseñado, llamado tubo de aspiración. Éste mejora la eficiencia hidráulica de la turbina. Conduce al canal de desfogue, el cual canaliza el agua corriente abajo del lecho del río.

4. Central eléctrica. La central eléctrica contiene los generadores síncronos, transformadores, cortacircuitos, etc., y aparatos de control asociados. Los instrumentos, relevadores y medidores están en un cuarto central desde donde toda la planta puede ser monitoreada y controlada. Finalmente, muchos otros dispositivos (demasiado numerosos para mencionarlos aquí) conforman la planta hidroeléctrica completa.

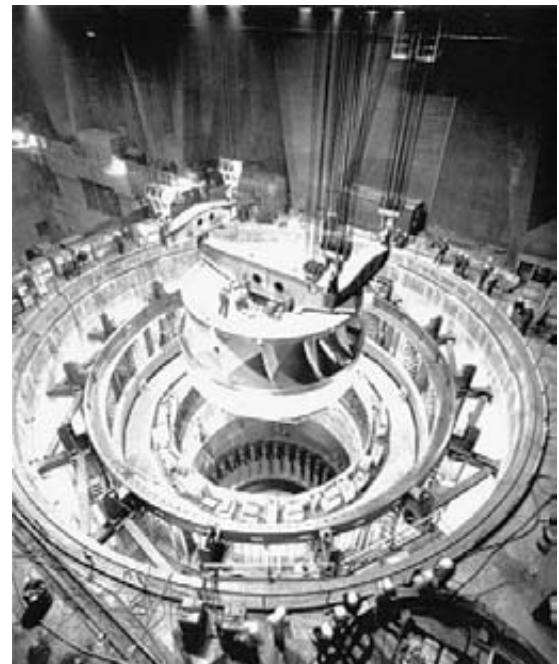


Figura 24.13

Rotor de una turbina Francis que está siendo bajado a su posición en la Presa Grand Coulee. La turbina es de 620 MW, 72 r/min y opera con una caída nominal de 87 m. Otros detalles: diámetro del rotor: 10 m; masa del rotor: 500 t; caída máxima: 108 m; caída mínima: 67 m; eficiencia de la turbina: 93 por ciento; número de compuertas: 32; masa por compuerta: 6.3 t; longitud del eje de la turbina: 6.7 m; masa del eje: 175 t.

(Cortesía de Les Ateliers d'Ingénierie. Dominion)

24.11 Instalaciones de almacenamiento y bombeo

Ya vimos que se requieren plantas de potencia pico para satisfacer la demanda variable del sistema. Para entender los diferentes tipos de sistemas que producen demandas pico, considere una red (sistema eléctrico) en la cual la demanda diaria varía entre 100 y 160 MW, como se muestra en la figura 24.14. Una solución obvia a esta demanda variable es instalar una planta de potencia base de 100 MW y una unidad de potencia pico de 60 MW, propulsadas intermitentemente por una turbina de gas.

Sin embargo, otra solución es instalar una unidad de potencia base más grande de 130 MW y una planta de potencia pico más pequeña de 30 MW. La planta de potencia pico debe ser capaz de suministrar y absorber 30 MW de potencia eléctrica. Durante períodos levemente cargados (indicados por un signo menos en la Fig. 24.15), la planta de potencia pico recibe y almacena energía provista por la planta de generación de potencia base. Luego, durante períodos de fuerte demanda (representados por un signo más), la planta de potencia pico regresa la energía que tiene almacenada.

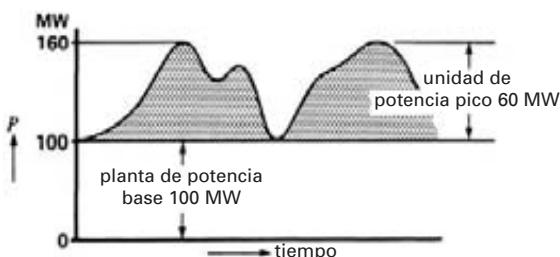


Figura 24.14

Una planta de potencia base de 100 MW y una planta de potencia pico de 60 MW pueden satisfacer la demanda de la red.

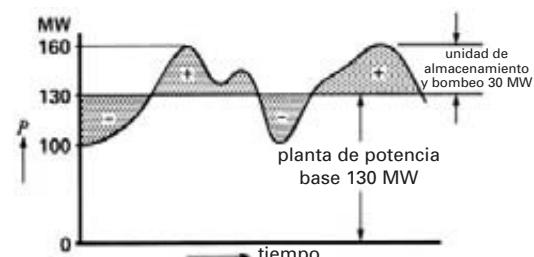


Figura 24.15

Una planta de potencia base de 130 MW y una unidad de almacenamiento y bombeo de 30 MW también pueden satisfacer la demanda de la red.

Esta segunda solución tiene dos ventajas:

1. La planta de potencia base es más grande y, por lo tanto, más eficiente.
2. La planta de potencia pico es mucho más pequeña y, por ende, menos costosa.

Los grandes bloques de energía sólo se pueden almacenar mecánicamente, y por eso a menudo se recurre a una planta de almacenamiento y bombeo hidráulico. Esta planta de generación de potencia pico consta de un embalse superior y uno inferior conectados por una tubería de presión y una unidad de generación/bombeo asociada. Durante las demandas pico del sistema la planta actúa como una planta de generación hidroeléctrica ordinaria, que suministra energía eléctrica a medida que fluye agua del embalse superior al inferior. Sin embargo, durante períodos de carga ligera el proceso se invierte. El generador opera entonces como motor síncrono que impulsa la turbina como una enorme bomba. Ahora el agua fluye del embalse inferior al superior, con lo cual se almacena energía en preparación para el siguiente pico del sistema (Fig. 24.16).

El ciclo de generación/bombeo se repite una o dos veces por día, según la naturaleza de la carga del sistema. Los generadores de potencia pico tienen capacidades que oscilan entre 50 y 500 MW. Son reversibles porque la dirección de rotación se tiene que cambiar cuando la turbina opera como bomba. El arranque de motores sincrónicos tan grandes impone una pesada carga en la línea de transmisión y se deben utilizar métodos especiales para acelerarlos. Con frecuencia se utilizan motores pony, aunque los convertidores de frecuencia estática electrónicos también están ganando terreno. (Un *motor pony* es una máquina que acelera a una máquina mucho más grande.)

Las instalaciones de almacenamiento y bombeo que operan junto con las plantas nucleares forman una combinación muy atractiva porque las plantas nucleares son más eficientes cuando operan a carga constante.

PLANTAS DE GENERACIÓN TÉRMICAS

Los recursos hidráulicos de la mayoría de los países más modernos ya están totalmente desarrollados. Por consiguiente, tenemos que valernos de las plantas térmicas o nucleares para satisfacer la creciente necesidad de energía eléctrica.



Figura 24.16

Esta planta de almacenamiento y bombeo en Tennessee bombea agua del Lago Nickajack a la cima de Raccoon Mountain, donde se almacena en un embalse de 2 km^2 (≈ 500 acres), dando así una caída de 316 m. Cada una de las cuatro unidades de alternador/bomba suministra 425 MVA durante los picos del sistema. Las unidades pueden cambiar de generadores a bombas en unos cuantos minutos.

(Cortesía de Tennessee Valley Authority)

Las plantas de generación térmicas producen electricidad a partir del calor liberado por la combustión de carbón, petróleo o gas natural. La mayoría de las plantas tienen capacidades entre 20 y 1500 MW a fin de alcanzar la alta eficiencia y economía de una instalación grande. Una planta de este tipo tiene que ser vista para apreciar su enorme complejidad y tamaño.

Por lo general, las plantas térmicas se localizan cerca de un río o lago porque se requieren grandes cantidades de agua de enfriamiento para condensar el vapor a medida que sale de las turbinas.

La eficiencia de las plantas de generación térmicas siempre es debido a la baja eficiencia propia de las turbinas. La eficiencia máxima de cualquier máquina que convierte energía térmica en energía mecánica está dada por la ecuación

$$\eta = (1 - T_2/T_1) 100 \quad (24.2)$$

donde

η = eficiencia de la máquina [%]

T_1 = temperatura del gas que entra a la turbina [K]

T_2 = temperatura del gas que sale de la turbina [K]

En la mayoría de las plantas de generación térmicas el gas es vapor. Para obtener una alta eficiencia, el co-

ciente T_2/T_1 debe ser tan pequeño como sea posible. Sin embargo, la temperatura T_2 no puede ser más baja que la temperatura ambiente, la cual casi siempre es de unos 20 °C. Por consiguiente, T_2 no puede ser menor que

$$T_2 = 20^\circ + 273^\circ = 293 \text{ K}$$

Esto significa que para obtener una alta eficiencia, T_1 debe ser tan alta como sea posible. El problema es que no se pueden utilizar temperaturas por encima de las que el acero y otros metales pueden soportar con seguridad, teniendo en cuenta las altas presiones de vapor correspondientes. Resulta que la temperatura T_1 más alta factible es de aproximadamente 550 °C. Por consiguiente,

$$T_3 = 550^\circ + 273^\circ = 823 \text{ K}$$

Entonces la eficiencia máxima posible de una turbina impulsada por vapor que entra a 823 K y sale a 293 K es

$$\eta = (1 - 293/823) 100 = 64.4\%$$

Debido a otras pérdidas, algunas de las turbinas de vapor más eficientes tienen eficiencias de 45%. Esto significa que se pierde el 65% de la energía térmica durante el proceso de conversión térmica a mecánica. La enorme pérdida de calor y cómo disponer de éste

representan uno de los aspectos fundamentales de una planta de generación térmica.

24.12 Composición de una planta de generación térmica

La estructura básica y los componentes principales de una planta de generación térmica se muestran en la figura 24.17, y se detallan y describen a continuación.

- Una enorme caldera (1) actúa como horno, transfiriendo calor del combustible que se quema a los tubos de agua S_1 , los cuales rodean por completo las llamas. Una bomba P_1 mantiene el agua circulando en los tubos.
- Un tanque (2) que contiene agua y vapor a alta presión produce el vapor requerido por las turbinas. También recibe el agua suministrada por la bomba P_3 de alimentación de la caldera. El vapor pasa rápidamente hacia la turbina de alta

presión AP después de haber pasado por el supercalentador S_2 . El supercalentador, compuesto de una serie de tubos que rodean las llamas, eleva la temperatura del vapor a unos 200 °C. Este incremento de temperatura garantiza que el vapor está absolutamente seco y eleva la eficiencia global de la estación.

- Una turbina de alta presión (AP) (3) convierte la energía térmica en energía mecánica dejando que el vapor se expanda conforme pasa a través de sus aspas. Por consiguiente, la temperatura y presión a la salida de la turbina son menores que a la entrada. Para elevar la eficiencia térmica y evitar la condensación prematura, el vapor pasa a través de una recalentador S_3 , compuesto de un tercer juego de tubos calentados.
- La turbina de mediana presión (MP) (4) es similar a la de alta presión, excepto que es más grande para que el vapor pueda expandirse aún más.

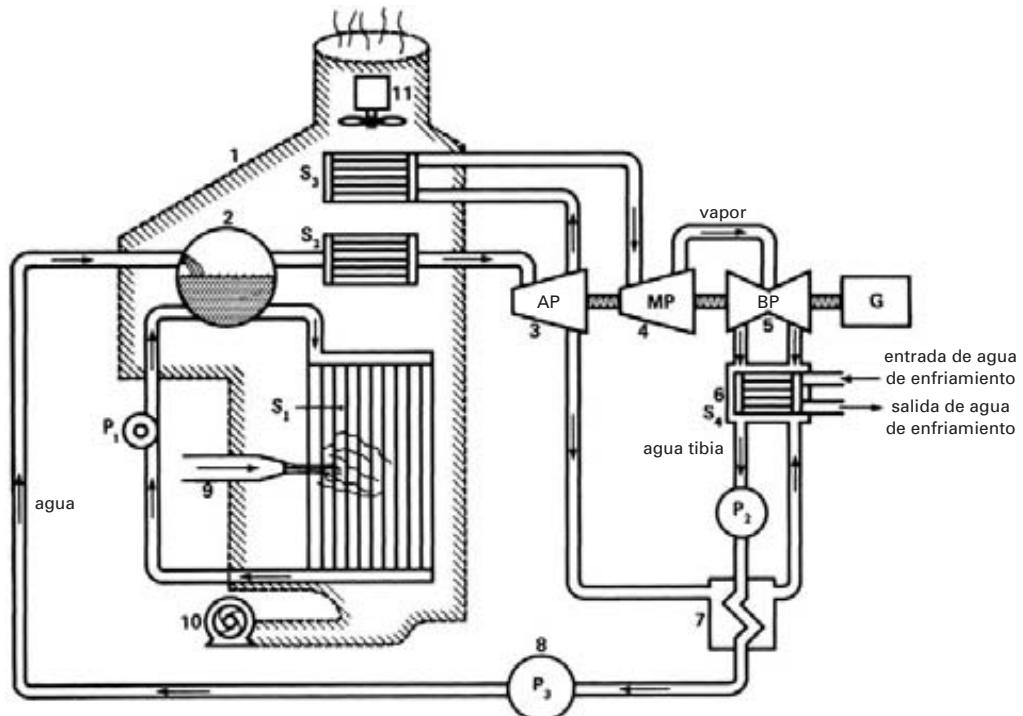


Figura 24.17
Componentes principales de una planta de potencia térmica.

- La turbina de baja presión (BP) (5) consta de dos secciones izquierda y derecha idénticas. Las secciones de la turbina extraen la energía restante disponible del vapor (Fig. 24.18). El vapor que fluye hacia afuera de la turbina de baja presión se expande en un vacío casi perfecto creado por el condensador (6).
- El condensador (6) hace que el vapor se condense dejando que fluya a través de tubos de enfriamiento S₄. En los tubos fluye agua fría de una fuente externa, como un río o lago, la cual arrastra el calor. Éste es el vapor condensado que crea el vacío.

Una bomba de condensado P₂ extrae el vapor condensado tibio y lo dirige a través de un recalentador (7) hacia una bomba de agua de alimentación (8).

- El recalentador (7) es un intercambiador de calor. Recibe vapor caliente, purgado de la turbina de alta presión (AP), para elevar la temperatura del agua de alimentación. Estudios termodinámicos indican que la eficiencia térmica global mejora cuando algo de vapor es purgado de esta manera, en lugar de dejarlo que siga su curso normal a través de las tres turbinas.
- Los quemadores (9) suministran y controlan la cantidad de gas, aceite o carbón inyectada a la caldera. El carbón es pulverizado antes de ser inyectado. Asimismo, un espeso aceite es precalentado e inyectado como un chorro atomizado para mejorar la superficie de contacto (y la combustión) con el aire circundante.
- Un ventilador de tiro forzado (10) suministra las enormes cantidades de aire necesarias para la combustión (Fig. 24.19).
- Un ventilador de tiro inducido (11) conduce los gases y otros productos de combustión hacia un aparato de limpieza, y de allí a la chimenea y al aire externo.
- El generador (G), directamente acoplado a las tres turbinas, convierte la energía mecánica en energía eléctrica.

En la práctica, una planta de vapor tiene cientos de componentes y accesorios más para garantizar una alta eficiencia, seguridad y economía. Por ejemplo, válvulas de control regulan la cantidad de vapor que fluye hacia las turbinas; complejos purificadores de

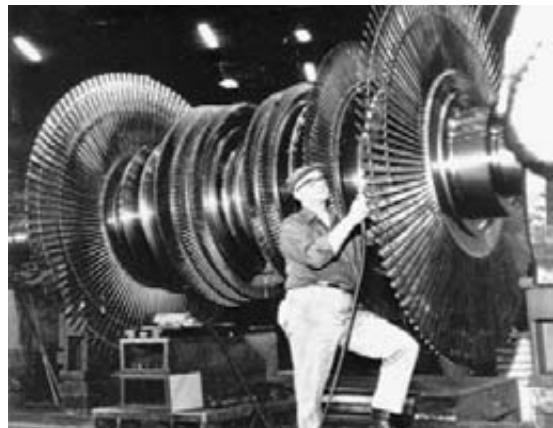


Figura 24.18

Sección de baja presión de un conjunto de turbina de vapor-generador de 375 MW y 3600 r/min, que muestra las aspas radiales.

(Cortesía de General Electric)



Figura 24.19

Este ventilador de tiro forzado proporciona 445 m³/s de aire con una diferencia de presión de 5.8 kPa para una planta de potencia térmica. Es propulsado por un motor de inducción trifásico de 12 000 hp (8955 kW), 60 Hz y 890 r/min.

(Cortesía de Novenco Inc.)

agua mantienen la limpieza y composición química requeridas del agua de alimentación, y bombas de aceite mantienen los cojinetes adecuadamente lubricados. Sin embargo, los componentes básicos que acabamos de describir nos permiten entender la operación y algunos de los problemas básicos de una planta térmica.

24.13 Turbinas

Las turbinas de baja, mediana y alta presión poseen una serie de aspas montadas en la flecha motriz (Fig. 24.18). El vapor es desviado por las aspas, con lo que se produce un poderoso par o momento de torsión. Las aspas están hechas de un acero especial para que soporten la alta temperatura y las intensas fuerzas centrífugas.

Las turbinas de AP, MP y BP están acopladas juntas para propulsar un generador común. Sin embargo, en algunas instalaciones grandes la turbina de AP impulsa un generador en tanto que las de MP y BP impulsan otro de la misma capacidad.

24.14 Condensador

Hemos visto que casi la mitad de la energía producida en la caldera tiene que ser extraída del vapor cuando éste sale hacia el condensador. Por consiguiente, se requieren enormes cantidades de agua de enfriamiento para eliminar el calor. Por lo general, la temperatura del agua de enfriamiento se incrementa de 5 a 10 °C a medida que fluye por los tubos del condensador. El vapor condensado generalmente tiene una temperatura entre 27 y 33° y la presión absoluta correspondiente muy cerca del vacío de aproximadamente 5 kPa. La temperatura del agua de enfriamiento es de sólo unos cuantos grados por debajo de la temperatura de condensado (vea la figura 24.20).

24.15 Torres de enfriamiento

Si la planta térmica está ubicada en una región seca, o lejos de un río o lago, se tiene que enfriar el condensador de una forma u otra. Con frecuencia se utiliza *evaporación* para producir el efecto de enfriamiento. Para entender este principio, considere un lago que expone una gran superficie al aire circundante. Un lago se evapora continuamente, incluso a bajas temperaturas, y se

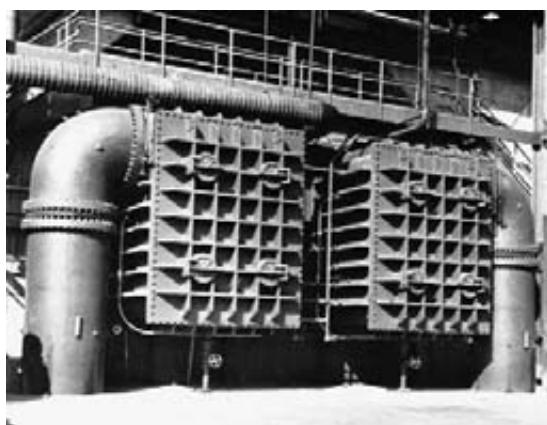


Figura 24.20

Condensador de 220 MW. Observe los grandes tubos por los que entra y sale el agua de enfriamiento del condensador. Éste es tan importante como la caldera en plantas de energía nuclear y térmica.

(Cortesía de Foster-Wheeler Energy Corporation)

sabe que por cada kilogramo de agua que se evapora, el lago pierde 2.4 MJ de calor. Por consiguiente, la evaporación hace que el lago se enfríe.

Considere ahora una tina que contiene 100 kg de agua a una cierta temperatura. Si podemos hacer que se evapore 1 kg de agua, la temperatura de los 99 kg restantes disminuirá inevitablemente 5.8 °C. En consecuencia, siempre que se evapora el 1 por ciento de un cuerpo de agua, la temperatura del agua restante disminuye 5.8 °C. Por lo tanto, la evaporación es un proceso de enfriamiento muy efectivo.

Pero, ¿cómo podemos producir evaporación? Sorprendentemente, lo único que necesitamos es exponer una gran superficie de agua al aire circundante. La forma más simple de hacerlo es descomponer el agua en gotas pequeñas y soplar aire a través de esta lluvia artificial.

En el caso de una planta térmica, el agua caliente de enfriamiento que sale del condensador es canalizada a la parte superior de una torre de enfriamiento (Fig. 24.21), donde se descompone en pequeñas gotas. Conforme las gotas caen hacia el depósito abierto de abajo, ocurre la evaporación y las gotas se enfrián. El agua fría es bombeada del depósito y redistribuida a través del condensador, donde otra vez elimina el calor del vapor

que se está condensando. Entonces el ciclo se repite. Aproximadamente 2 por ciento del agua de enfriamiento que fluye a través del condensador se pierde por evaporación. Esta pérdida se puede compensar mediante un arroyo o pequeño lago.

24.16 Bomba de alimentación de la caldera

La bomba de alimentación de la caldera impulsa el agua hacia el tanque de alta presión. La alta contrapresión junto con el gran volumen de agua que fluye a través de la bomba hacen que sea necesario impulsarla mediante un motor muy poderoso. En plantas de vapor modernas la potencia de bombeo representa aproximadamente el 1 por ciento de la salida del generador. Aunque ésta parece una pérdida significativa, hay que recordar que la energía consumida en la bomba se recupera más tarde, cuando el vapor a alta presión fluye a través de las turbinas. Por consiguiente, la energía suministrada al motor de la bomba de alimentación en realidad no se pierde, excepto por la



Figura 24.21

Torre de enfriamiento de una estación de energía nuclear en Oregon. La salida del generador es de 1280 MVA con un factor de potencia de 0.88. Características de la torre: altura: 152 m; diámetro en la base: 117 m; diámetro en la parte superior: 76 m; agua de enfriamiento: 27 m³/s; pérdida de agua por evaporación: 0.7 m³/s. La temperatura del agua de enfriamiento disminuye de 44.5 a 24° conforme pasa través de la torre.
(Cortesía de Portland General Electric Company)

pequeña porción consumida debido a las pérdidas en el motor y la bomba.

24.17 Diagrama de flujo de energía para una planta de vapor

Las modernas plantas de generación térmicas son muy similares en todo el mundo porque todos los diseñadores hacen lo posible por conseguir una alta eficiencia al costo más bajo. Esto significa que los materiales son forzados a los límites de seguridad en cuanto a temperatura, presión y fuerzas centrífugas. Debido a que los mismos materiales están disponibles para todos, las plantas de vapor resultantes son necesariamente similares. La figura 24.22 muestra un conjunto de turbina-generador típico de 540 MW, y la figura 24.23 es una vista del cuarto de control.

Las calderas más modernas suministran vapor a una temperatura de 550 °C y a una presión de 16.5 MPa. La eficiencia total (salida eléctrica/entrada térmica) es entonces de aproximadamente 40 por ciento. Las cantidades relativas de energía, flujo de vapor, pérdidas, etc., no cambian mucho, siempre que la temperatura y la presión tengan los valores aproximados antes indicados. Esto nos permite trazar un diagrama que muestra el flujo de energía, el flujo de vapor, el flujo de agua, etc., en un modelo a escala de una planta típica de generación térmica. La figura



Figura 24.22

Esta unidad de turbina de vapor-generador de 540 MW funciona a 3600 r/min y genera una frecuencia de 60 Hz. La turbina de baja presión y alternador se aprecian al fondo.
(Cortesía de General Electric)

**Figura 24.23**

Cuarto de control de la unidad generadora de 540 MW.
(Cortesía de General Electric)

24.24 muestra este modelo que produce 12 MW de potencia eléctrica.

Con este modelo podemos estimar las características de cualquier planta de potencia térmica. Por ejemplo, una planta de 480 MW (40 veces más poderosa que el modelo) tiene las siguientes características aproximadas:

Salida de potencia eléctrica	$40 \times 12 \text{ MW}$	480 MW
Consumo de carbón	$40 \times 1 \text{ kg/s}$	40 kg/s

Admisión de aire	$40 \times 10 \text{ kg/s}$	400 kg/s
Potencia térmica de la caldera	$40 \times 30 \text{ MW}$	1 200 MW
Salida de vapor	$40 \times 8 \text{ kg/s}$	320 kg/s
Agua de enfriamiento	$40 \times 360 \text{ kg/s}$	14 400 kg/s
Calor absorbido por el agua de enfriamiento	$40 \times 15 \text{ MW}$	600 MW

Si no hay un río o lago grande y se requiere una torre de enfriamiento, se tendrían que evaporar

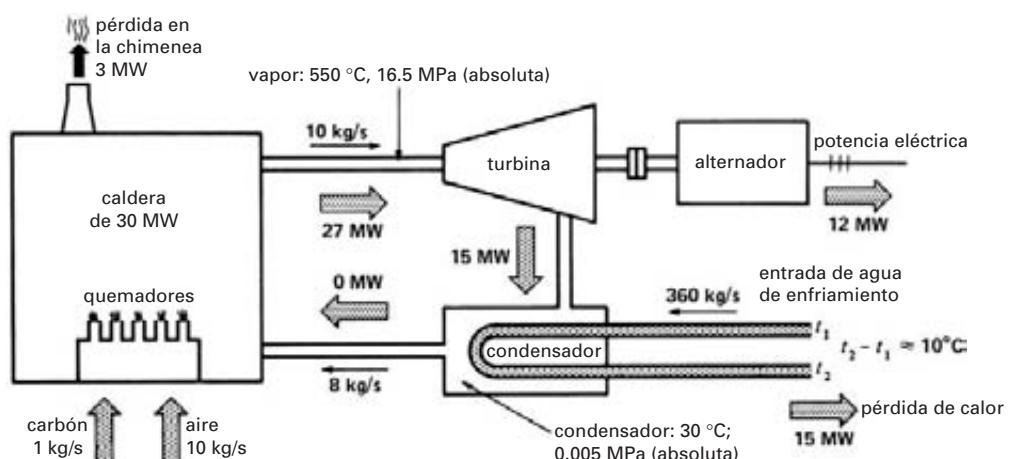
$$q = 2\% \times 14 400 = 288 \text{ kg/s}$$

de agua de enfriamiento. Esta pérdida por evaporación se tiene que compensar mediante una fuente de agua local.

24.18 Plantas térmicas y medio ambiente

Los productos de combustión de las plantas de generación térmicas son un tema de preocupación creciente, debido a su impacto en el ambiente.

El bióxido de carbono (CO_2), el bióxido de azufre (SO_2) y el agua son los principales productos de combustión cuando se quema aceite, carbón o gas. El bióxido de carbono y el agua no producen efectos ambientales inmediatos, pero el bióxido de azufre crea sustancias que producen lluvia ácida. El polvo y la ceniza suelta son otros contaminantes que pueden alcanzar la atmósfera. El gas natural produce sólo agua y

**Figura 24.24**

Modelo a escala de una planta típica de generación térmica.

CO_2 . Esto explica por qué se utiliza gas (en lugar de carbón o aceite) cuando es necesario reducir la contaminación atmosférica a un mínimo.

Un buen ejemplo de control de la contaminación es la enorme planta de generación Eraring, ubicada en Newcastle, Australia, aproximadamente a 100 km al norte de Sydney (Fig. 24.25). Está equipada con un sistema de limpieza de gas de combustión con filtros de tela (Fig. 24.26). Los filtros de tela actúan como enormes aspiradoras para eliminar partículas de la corriente de gas de combustión de la caldera. El filtro de tela para cada caldera se compone de 48 000 bolsas filtrantes, cada una de 15 m de largo y 16 cm de diámetro (Fig. 24.27). Cuando una caldera opera a plena capacidad, las bolsas capturan partículas de polvo a razón de 28 kg/s. Una proporción importante de este material se mezcla posteriormente con concreto para proyectos de construcción de carreteras. Las siguientes especificaciones técnicas nos permiten apreciar el tamaño de esta planta.

Datos eléctricos

número de generadores: 4
potencia por generador: 660 MW
velocidad: 3000 r/min
voltaje: 23 000 V
frecuencia: 50 Hz, fases: 3

Datos térmicos y mecánicos

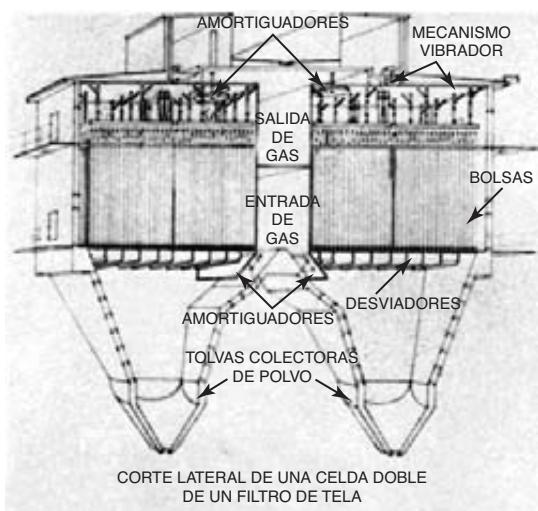
número de turbinas de vapor: 4
número de condensadores: 4
número de calderas: 4
flujo de vapor por turbina: 560 kg/s
temperatura del vapor: 540°C
presión del vapor: 16.55 MPa
agua de enfriamiento por condensador: 21 000 kg/s
consumo de carbón por caldera: 51.5 kg/s
polvo capturado por el sistema de limpieza: 28 kg/s



Figura 24.25

Vista de la planta de potencia Eraring en Newcastle, Australia. El gran edificio de la izquierda es la sala de la turbina-generador: de 27 m de ancho × 38 m de altura × 418 m de largo. A la derecha se ven las cuatro estructuras que alojan las calderas de vapor. Se puede ver una parte del sistema de limpieza de gas de combustión entre la chimenea de emisión al frente y las estructuras de las calderas.

(Cortesía de la Electricity Commission of New South Wales)

**Figura 24.26**

Construcción general del sistema de limpieza del gas de combustión que muestra las bolsas filtrantes que capturan el polvo, el cual se deposita después en las tolvas de abajo.

(Cortesía de Electricity Commission of New South Wales)

longitud de una unidad de turbina-generador: 50 m
peso de una unidad de turbina-generador: 1342 tons
número de chimeneas: 2

altura de las chimeneas: 200 m
diámetro externo en la base: 20 m
diámetro externo en la parte superior: 11.6 m

Otra característica interesante es que el carbón para la planta es transportado por bandas transportadoras desde dos minas que están a sólo 1.5 y 4.5 km de la planta. Por lo tanto, la planta está idealmente localizada cerca de su fuente de combustible y cerca de su fuente de agua de enfriamiento, a la orilla del lago Macquarie.

PLANTAS DE GENERACIÓN NUCLEARES

Las plantas nucleares producen electricidad a partir del calor liberado por una *reacción nuclear*. Cuando el núcleo de un átomo se divide en dos (un proceso llamado fisión atómica), se libera una considerable cantidad de energía. Hay que aclarar que una reacción química, como la combustión de carbón, produce só-

**Figura 24.27**

Instalación de las bolsas filtrantes de tela. Cada bolsa es de 15 m de largo y 16 cm de diámetro.

(Cortesía de Electricity Commission of New South Wales)

lo un reacomodo de los átomos, sin afectar de ninguna manera sus núcleos.

Una planta nuclear es idéntica a una térmica, excepto que la caldera es reemplazada por un reactor nuclear. El reactor contiene el material fisionable que genera el calor. Así, una planta nuclear contiene un generador síncrono, una turbina de vapor, un condensador, etc., similares a los encontrados en una planta térmica convencional. La eficiencia total también es similar (entre 30 y 40 por ciento), y debe contar con un sistema de enfriamiento. Por consiguiente, las plantas nucleares también están localizadas cerca de ríos y lagos. En áreas secas se instalan torres de enfriamiento. Debido a estas similitudes, sólo examinaremos el principio de operación del reactor mismo.

24.19 Composición de un núcleo atómico; isótopos

El núcleo de un átomo contiene dos tipos de partículas: protones y neutrones. El protón tiene una carga positiva, igual a la carga negativa de un electrón. El neutrón, como su nombre lo indica, no tiene carga eléctrica. Por lo tanto, los neutrones no son atraídos ni repelidos por protones y electrones.

Los protones y neutrones tienen aproximadamente la misma masa y ambos pesan 1840 veces lo que pesa un electrón. La masa de un átomo está concentrada en su núcleo.

El número de protones y neutrones en el núcleo depende del elemento. Además, como un átomo es eléctricamente neutro, el número de electrones es igual al número de protones. La tabla 24A proporciona la estructura atómica de unos cuantos elementos importantes utilizados en reactores nucleares. Por ejemplo, existen dos tipos de átomos de hidrógeno que pueden ser distinguidos uno de otro sólo por la conformación del núcleo. En primer lugar está un hidrógeno ordinario (H), cuyo núcleo contiene 1 protón y ningún neutrón. Le sigue una rara forma, el deuterio (D), cuyos núcleos contienen 1 neutrón, además del protón usual. Esta rara forma se llama *isótopo de hidrógeno*.

Cuando dos átomos de hidrógeno ordinario se unen a un átomo de oxígeno, se obtiene agua ordinaria (H_2O) llamada agua *ligera*. En cambio, si dos átomos de deuterio se unen a un átomo de oxígeno, se obtiene una molécula de agua *pesada* (D_2O). Los océanos contienen aproximadamente 1 kg de agua pesada por cada 7000 kg de agua de mar.

Del mismo modo, en la naturaleza se encuentran dos isótopos de uranio: uranio 238 (^{238}U) y uranio 235 (^{235}U). Cada uno contiene 92 protones, pero el ^{238}U tiene 146 neutrones y el ^{235}U tiene 143. El uranio 238 es muy común, mientras que el isótopo ^{235}U es raro.

El uranio 235 y el agua pesada merecen nuestra atención porque ambos son esenciales para la operación de los reactores nucleares que estamos a punto de estudiar.

24.20 La fuente de uranio

¿De dónde viene el uranio? Se obtiene del mineral encontrado en minas de uranio. Este mineral contiene el compuesto U_3O_8 (3 átomos de uranio y 8 átomos de oxígeno). Sucede que el U_3O_8 en realidad está compuesto de $^{238}UO_8$ y $^{235}UO_8$ en la proporción relativamente precisa de 1398:10.

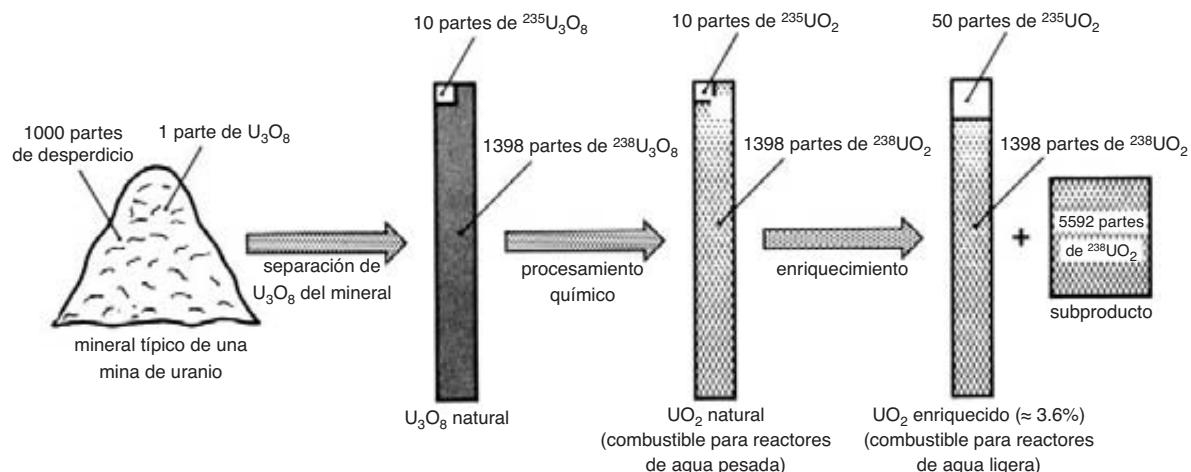
En otras palabras, el mineral contiene 1398 partes del menos interesante ^{238}U por cada 10 partes del isótopo ^{235}U . Es muy difícil separar el $^{238}UO_8$ del $^{235}UO_8$ porque poseen propiedades químicas idénticas.

Para utilizar estas sustancias en reactores nucleares, se procesan en bióxido de uranio (UO_2). El UO_2 natural contiene de nuevo $^{238}UO_2$ y $^{235}UO_2$ en la proporción de 1398:10.

Algunos reactores nucleares requieren UO_2 que tiene más del isótopo ^{235}U que el UO_2 natural. Éste se produce por medio de un proceso de enriquecimiento mediante el cual la proporción de $^{235}UO_2$ a $^{238}UO_2$ se eleva a 50:1398 en lugar de la proporción natural de 10:1398. En este proceso de enriquecimiento se obtiene una gran cantidad de $^{238}UO_2$ como subproducto que se debe almacenar. Como veremos, este subproducto también tiene aplicaciones útiles.

TABLA 24A ESTRUCTURA ATÓMICA DE ALGUNOS ELEMENTOS

Elemento	Símbolo	Protones	Electrones	Neutrones	Número de masa (neutrones + protones)
hidrógeno	H	1	1	0	1
deuterio	D	1	1	1	2
tritio	3H	1	1	2	3
helio	He	2	2	2	4
carbon	C	6	6	6	12
hierro	Fe	26	26	30	56
uranio 235	^{235}U	92	92	143	235
uranio 238	^{238}U	92	92	146	238

**Figura 24.28**

Diversos pasos en la fabricación de combustible nuclear para reactores de agua pesada y agua ligera. Este diagrama extremadamente simplificado muestra que en el proceso de enriquecer bióxido de uranio, es inevitable que queden grandes cantidades de $^{238}\text{UO}_2$ como subproducto.

El proceso de convertir mineral de uranio en estos derivados de uranio se muestra en una forma sumamente simplificada en la figura 24.28.

24.21 Energía liberada por fisión atómica

Cuando el núcleo de un átomo se fisiona, se divide en dos. Por lo general, la masa total de los dos átomos formados de este modo es menor que la del átomo original. Si existe una pérdida de masa, se libera energía de acuerdo con la ecuación de Einstein:

$$E = mc^2 \quad (24.3)$$

donde

E = energía liberada [J]

m = pérdida de masa [kg]

c = velocidad de la luz [3×10^8 m/s]

Se libera una enorme cantidad de energía porque, de acuerdo con esta fórmula, una pérdida de masa de un solo gramo produce 9×10^{13} J, lo cual equivale al calor emitido por la combustión de 3 mil toneladas de

carbón. El uranio es uno de esos elementos que pierden masa cuando se fisionan. Sin embargo, el uranio 235 es fisionable, mientras que el uranio 238 no lo es, por lo que se han construido grandes plantas de separación para aislar moléculas que contienen ^{235}U de aquellas que contienen ^{238}U .

24.22 Reacción en cadena

¿Cómo podemos provocar la fisión de un átomo de uranio? Una forma es bombardear su núcleo con neutrones. Un neutrón es un excelente proyectil porque no es repelido al aproximarse al núcleo y, si su velocidad no es demasiada, tiene una buena oportunidad de dar en el blanco. Si el impacto es suficientemente fuerte, el núcleo se dividirá en dos y liberará energía. La fisión de un átomo de ^{235}U libera 218 MeV de energía, principalmente en forma del calor. La fisión es una reacción muy violenta en una escala atómica, y produce un segundo efecto importante: expulsa 2 o 3 neutrones que se mueven a alta velocidad alejándose del núcleo partido. Estos neutrones chocan con otros átomos de uranio, los parten y de inmediato ocurre una reacción en cadena que libera una enorme cantidad de calor.

Éste es el principio que hace que las bombas atómicas exploten. Aunque una mina de uranio también libera neutrones, la concentración de átomos de ^{235}U es demasiado baja para producir una reacción en cadena.

En el caso de un reactor nuclear, es necesario reducir la velocidad de los neutrones para incrementar su posibilidad de impactar otros núcleos de uranio. Con este fin, pequeñas masas fisionables de combustible de uranio (UO_2) se sumergen en un *moderador*. Éste puede ser agua ordinaria, agua pesada, grafito o cualquier otro material que pueda reducir la velocidad de los neutrones sin absorberlos. Mediante una distribución geométrica apropiada del combustible de uranio dentro del moderador, se puede hacer que los neutrones tengan la velocidad requerida para iniciar otras fusiones. Sólo entonces ocurrirá una reacción en cadena, y esto hará que el reactor se vuelva crítico.

Cuando inicia la reacción en cadena, la temperatura aumenta con rapidez. Para mantenerla a un nivel aceptable, tiene que fluir rápidamente un líquido o gas a través del reactor para absorber el calor. Este *refrigerante* puede ser agua pesada, agua ordinaria, sodio líquido o un gas como helio o bióxido de carbono. El refrigerante caliente se mueve en un circuito cerrado que incluye un intercambiador de calor. Este último transfiere el calor a un generador de vapor que impulsa las turbinas (Fig. 24.29). Así, contrario a lo que su

nombre nos haría creer, el refrigerante no está frío sino demasiado caliente.

24.23 Tipos de reactores nucleares

Existen varios tipos de reactores, pero los siguientes son los más importantes:

1. Reactor de agua a presión (PWR, por sus siglas en inglés). Se utiliza agua como refrigerante y se mantiene a una presión tan alta que no puede hervir y convertirse en vapor. Se puede utilizar agua ordinaria, como en los reactores de agua ligera, o agua pesada, como en los reactores CANDU.*

2. Reactores de agua hirviente (BWR, por sus siglas en inglés). El refrigerante en este reactor es agua ordinaria que hiere a alta presión y libera vapor. Esto elimina la necesidad de un intercambiador de calor, porque el vapor circula directamente a través de las turbinas. Sin embargo, como en todos los reactores de agua liviana, se puede utilizar bióxido de uranio enriquecido que contenga aproximadamente 3 por ciento de ^{235}U .

3. Reactor de gas a alta temperatura (HTGR, por sus siglas en inglés). Este reactor utiliza un refrigerante de gas inerte, como helio o bióxido de carbono. Debi-

* CANDU: Canada Deuterium Uranium, desarrollado por la Atomic Energy Commission of Canada.

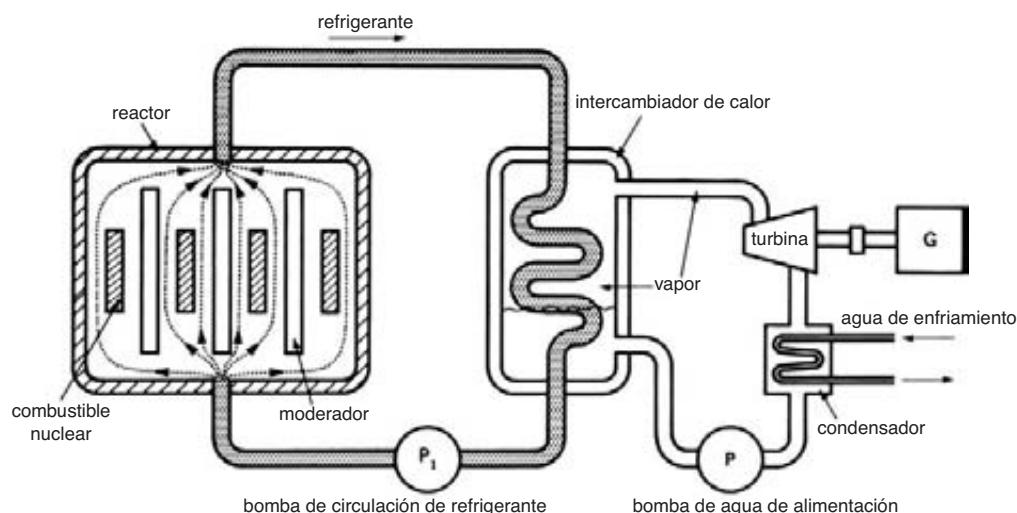


Figura 24.29

Diagrama esquemático de una planta de energía nuclear.

**Figura 24.30**

Vista aérea de una planta nuclear de agua ligera. El gran edificio rectangular en el primer plano aloja una unidad turbogeneradora de 667 MVA, 19 kV, 60 Hz, 1800 r/min y factor de potencia de 90 por ciento; el edificio circular aloja el reactor.

(Cortesía de Connecticut Yankee Atomic Power Company; fotografía de Georges Betancourt)

do a la alta temperatura de operación (por lo general de 750 °C), se utiliza grafito como moderador. El vapor creado por el intercambiador de calor está tan caliente como el producido en una caldera de vapor que quema carbón. Por lo tanto, la eficiencia total de las plantas HTGR es de aproximadamente 40 por ciento.

4. Reactor de alimentador rápido (FBR, por sus siglas en inglés). Este reactor tiene la extraordinaria capacidad de generar calor y crear combustible nuclear adicional mientras está en operación.

24.24 Ejemplo de un reactor de agua ligera

Los reactores que utilizan agua ordinaria como moderador son similares a los que utilizan agua pesada, pero el combustible de bióxido de uranio tiene que ser enriquecido. Enriquecimiento significa que los haces de combustible contienen entre 2 y 4 por ciento de ^{235}U , y que el resto es ^{238}U . Esto permite reducir el tamaño del reactor para una salida de potencia dada. Por otra parte, el reactor se tiene que apagar aproximadamente una vez al año para reemplazar el combustible consumido.

El calor generado, creado principalmente por la fisión de uranio 235, es arrastrado por un refrigerante, como agua ordinaria, sodio líquido o un gas, como CO_2 . Conforme fluye a través de intercambiador de calor, el refrigerante crea el vapor que impulsa la turbina.

Una planta de energía nuclear típica (Figs. 24.30 y 24.31) posee un reactor de agua ligera compuesto de

**Figura 24.31**

Vista de la cavidad para reposición de combustible llena de agua del reactor.

(Cortesía de Connecticut Yankee Atomic Power Company; fotografía de Georges Betancourt)

un sólido tanque vertical de acero que tiene un diámetro externo de 4.5 m y una altura de 12.5 m. El tanque contiene 157 tubos verticales, los cuales pueden alojar 157 grandes ensambles de combustible. Cada ensamble es de 3 m de largo y agrupa 204 barras de combustible que contienen un total de 477 kg de UO_2 enriquecido. La reacción nuclear es controlada por 45 barras de control de aleación especial. Cuando estas barras son bajadas gradualmente al interior del moderador, cada vez absorben más neutrones. Por consiguiente,

controlan la velocidad de la reacción nuclear y, por ende, la cantidad de calor liberado por el reactor.

La planta nuclear impulsa un generador síncrono trifásico de 667 MVA, 19 kV, 60 Hz, 1800 r/min y factor de potencia de 90 por ciento.

24.25 Ejemplo de un reactor de agua pesada

El reactor CANDU utiliza agua pesada, como moderador y como refrigerante. Difiere de todos los demás reactores en que utiliza bióxido de uranio *natural* como combustible. Una de las instalaciones más grandes de su clase está localizada en Pickering, unos cuantos kilómetros al este de Toronto, Canadá. La planta nuclear cuenta con 4 reactores. Cada uno está acoplado a 12 intercambiadores de calor que proporcionan la interfaz entre el refrigerante de agua pesada y el vapor ordinario que impulsa las turbinas (Fig. 24.32).

Cada reactor está encerrado en un gran contenedor horizontal (calandria) de 8 m de diámetro y 8.25 de longitud. La calandria posee 390 tubos horizontales y

cada uno aloja 12 haces de combustible que contienen 22.2 kg de UO₂. Cada haz libera aproximadamente 372.5 kW mientras está en operación. Como existe un total de 4680 haces, el reactor desarrolla 1740 MW de energía térmica.

Doce bombas, cada una impulsada por un motor de 1100 kW, bombean el refrigerante de agua pesada a través del reactor y los intercambiadores de calor en un circuito cerrado. Los intercambiadores de calor producen el vapor para impulsar las cuatro turbinas. El vapor se descarga hacia el condensador que es enfriado con agua extraída del lago Ontario.

Cada turbina impulsa un alternador trifásico de 635 MVA, factor de potencia de 85 por ciento, 24 kV, 1800 r/min y 60 Hz.

Los haces de combustible se insertan en un extremo de la calandria y, después de 19 meses de permanecer en los tubos, son extraídos por el otro extremo. Los haces se insertan y remueven de forma continua (un promedio de nueve haces al día).

La tabla 24B compara las características típicas de los reactores de agua ligera y agua pesada.

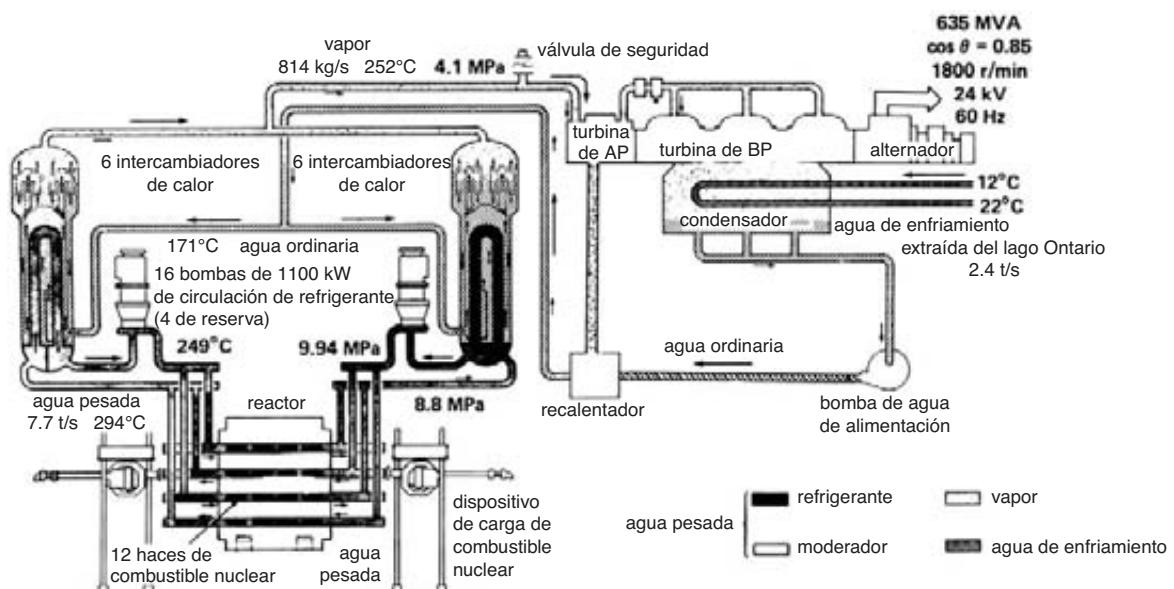


Figura 24.32

Diagrama esquemático simplificado de una unidad de generación nuclear CANDU compuesta de un reactor de agua pesada que impulsa un alternador.
(Cortesía de Atomic Energy of Canada)

TABLA 24B REACTORES TÍPICOS DE AGUA LIGERA Y AGUA PESADA

	Reactor de agua ligera	Reactor de agua pesada
Contenedor del reactor		
diámetro externo	4.5 m	8 m
longitud	12.5 m	8.25 m
espesor del contenedor	274 mm	25.4 mm
peso vacío	416 t	604 t
posición	vertical	horizontal
número de canales de combustible	157	390
tipo de combustible	UO ₂ enriquecido (3.3%)	UO ₂ natural
masa total del combustible	75 t	104 t
Moderador		
tipo	agua ligera	agua pesada
volumen	13.3 m ³	242 m ³
Enfriamiento del reactor		
calor producido en el reactor	1825 MW	1661 MW
refrigerante	agua ligera	agua pesada
volumen	249 m ³	130 m ³
caudal	128 t/s	7.73 t/s
temperatura del refrigerante que entra al reactor	285°C	249°C
temperatura del refrigerante que sale del reactor	306°C	294°C
bombas de refrigerante	4	12
potencia total de la bomba	12 MW	14 MW
Salida eléctrica		
generador síncrono trifásico de 1800 r/min y 60 Hz	600 MW	540 MW

24.26 Principio del reactor de alimentador rápido

Un reactor de alimentador rápido difiere de otros reactores porque puede extraer más de la energía disponible en el combustible nuclear. Posee un núcleo central que contiene plutonio 239 (²³⁹Pu) fisionable. El núcleo está rodeado por una cubierta compuesta de sustancias que contienen uranio 238 (²³⁸U) no fisionable. No se utiliza moderador; por consiguiente, los neutrones de alta velocidad (rápidos) generados por el ²³⁹Pu fisionante bombardean los átomos no fisionables de ²³⁸U. Esta reacción nuclear produce dos resultados importantes:

- a. El calor liberado por el núcleo fisionante puede ser utilizado para impulsar una turbina de vapor.
- b. Algunos átomos de ²³⁸U en la cubierta circundante capturan los neutrones libres, con lo cual se transforma en ²³⁹Pu fisionable. En otras palabras, los átomos pasivos de uranio 238 se transforman en átomos fisionables de plutonio 239.

Con el paso del tiempo, la cubierta de ²³⁸U no fisionable se transforma gradualmente en ²³⁹Pu fisionable y productos residuales. La cubierta es removida periódicamente y los materiales son procesados para recuperar las sustancias que contienen ²³⁹Pu. El combustible nuclear recuperado se coloca en el núcleo central para generar calor y producir aún más com-

bustible en una cubierta recientemente revestida de sustancias que contienen uranio 238.

Este proceso se puede repetir hasta que se extrae casi el 80 por ciento de la energía disponible en el uranio. Esto es mucho más eficiente que el 2 por ciento que ahora es extraído por reactores convencionales.

El reactor de alimentador está particularmente bien adaptado para complementar a los reactores de agua ligera existentes. La razón es que queda una gran cantidad de ^{238}U como subproducto en la fabricación de ^{235}U enriquecido (vea la figura 24.28). Este material que de otra manera sería inútil (pero que ahora se está almacenando), se podría utilizar para rodear el núcleo de un reactor de alimentador rápido. Capturando los neutrones rápidos podría renovarse, como vimos antes, hasta que se consuma la mayor parte de la energía potencial en el uranio.

24.27 Fusión nuclear

Hemos visto que la división del núcleo de un elemento pesado, como el uranio, reduce la masa y libera energía. También podemos producir energía combinando los núcleos de dos elementos ligeros en un proceso llamado *fusión nuclear*. Por ejemplo, la fusión de un átomo de deuterio con un átomo de tritio libera energía. Sin embargo, debido a la fuerte repulsión entre los dos núcleos (ambos son positivos), sólo se unen (funden) cuando se acercan entre sí a alta velocidad. La velocidad requerida se aproxima a la velocidad de la luz y corresponde a una temperatura termodinámica de varios millones de grados. Si tanto la concentración atómica como la velocidad son suficientemente altas, resultará una reacción en cadena autosostenida.

Por lo tanto, podemos producir calor mediante la fusión de dos elementos, y la bomba de hidrógeno es un ejemplo de este principio. Por desgracia, se presentan problemas casi insuperables al tratar de controlar la reacción de fusión, como se hace en un reactor nuclear. Básicamente, los científicos aún no pueden confinar y controlar partículas de alta velocidad sin desacelerarlas al mismo tiempo.

Pero se está llevando a cabo un importante esfuerzo de investigación a nivel mundial para resolver este problema. Si los científicos logran dominar la fusión nuclear, podría significar el fin de la escasez de ener-

gía porque el hidrógeno es el elemento más común en la tierra.

PLANTAS DE GENERACIÓN EÓLICAS

La energía extraída del viento ofrece un interesante complemento para las plantas de gas o carbón que generan electricidad. En esta sección examinaremos las propiedades del viento y cómo es utilizado actualmente para generar energía eléctrica.

24.28 Propiedades del viento

El viento posee energía debido a su masa y velocidad. Por ejemplo, considere un metro cúbico de aire que se mueve a una velocidad de 10 m/s. Sabiendo que un metro cúbico tiene una masa de aproximadamente 1.2 kg, posee una energía cinética dada por

$$\begin{aligned} E_k &= 1/2 mv^2 \\ &= 1/2 \times 1.2 \times 10^2 = 60 \text{ J} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Si se disminuye la velocidad del aire mediante algún dispositivo mecánico (como una turbina eólica), el aire cederá una parte de su energía cinética. Por consiguiente, la turbina eólica producirá una salida de potencia mecánica que se puede utilizar para impulsar un generador eléctrico.

Mediante la ecuación 3.7 podemos deducir que la potencia inherente del viento está dada por la fórmula aproximada:

$$P_a = 0.6 v^3 \quad (24.4)$$

donde

P_a = potencia por metro cuadrado de frente al viento [W/m^2]

v = velocidad del viento [m/s]

La ecuación 24.4 supone que el viento, si pudiera ser aprovechado por completo, sería detenido continuamente desde su velocidad original v . En la práctica, es imposible que una turbina eólica detenga completamente el viento. Por lo tanto, la potencia máxima que se puede extraer del viento es de 30 a 40% de la que resultó mediante la ecuación 24.4.

En lo referente a la intensidad, el viento se clasifica más o menos como sigue:

brisa leve	3 m/s	11 km/h
brisa moderada	7 m/s	25 km/h
brisa fuerte	12 m/s	43 km/h
ventarrón	18 m/s	65 km/h
huracán	>32 m/s	>115 km/h

Para aplicaciones de potencia eólica, la velocidad del viento utilizable oscila entre 5 y 15 m/s.

Para utilizar el viento debemos considerar los siguientes factores:

1. La velocidad del viento puede fluctuar $\pm 25\%$ dentro de un periodo de unos cuantos minutos.
2. Los cambios de dirección del viento; así, la orientación de la turbina se debe cambiar mientras el viento está soplando a fin de extraer la mayor cantidad de potencia eólica disponible.
3. La constancia y velocidad del viento dependen de su ubicación. Por lo tanto, antes de elegir un lugar satisfactorio, se debe tener un registro anual de la dirección, velocidad y duración del viento.
4. Siempre que la potencia eólica excede la del generador, se deben tomar medidas para limitar la potencia eléctrica.
5. Cuando entran en juego vientos huracanados o ventarrones, es necesario inclinar las aspas de la turbina como corresponda o detenerlas por completo para que no dañen la turbina y su torre.
6. Por su gran altura, las aspas de la turbina son un blanco natural de rayos.
7. La nieve y la aguanieve durante el invierno demandan a una particular atención.
8. La potencia generada por una granja eólica casi siempre tiene que ser alimentada a una red de potencia existente.
9. La energía eólica es gratuita y no contamina en absoluto.

Al estudiar las turbinas eólicas, limitaremos nuestros comentarios a los tipos de tres aspas que generan energía eléctrica en el rango de 100 kW a 3000 kW

(Fig. 24.38). Algunas turbinas eólicas están diseñadas para generar hasta 5 MW. En aplicaciones comerciales, las turbinas eólicas se agrupan en las llamadas granjas eólicas.

Para extraer la máxima energía del viento, la velocidad de rotación de la turbina debe ser una fracción específica de la velocidad del viento. Como regla general, y dependiendo de la potencia nominal de la turbina, la velocidad de la punta de las aspas debe ser entre 4 y 8 veces la velocidad del viento. Como la velocidad del viento puede cubrir un amplio rango, lo ideal es que la velocidad de rotación de la turbina sea variable. Sin embargo, muchas turbinas eólicas están diseñadas para operar básicamente a velocidad constante.

Ejemplo 24-2

Una turbina eólica de tres aspas y 400 kW está diseñada para suministrar toda su potencia con una velocidad del viento de 15 m/s. La longitud de las aspas es de 14 m y la velocidad nominal de la turbina es de 48 r/min.

Calcule

- a. El área barrida por las aspas de la turbina.
- b. La potencia eólica disponible para impulsar la turbina.
- c. La relación de la salida de 400 kW a la potencia eólica disponible, en porcentaje.
- d. La velocidad de la punta de las aspas de la turbina.
- e. La relación de la velocidad de la punta a la velocidad del viento.

Solución

- a. Área barrida por las aspas de la turbina

$$A = \pi r^2 = \pi \times 14^2 = 616 \text{ m}^2$$

- b. Potencia eólica disponible por metro cuadrado

$$\begin{aligned} P_a &= 0.6 v^3 & (24.4) \\ &= 0.6 \times 15^3 = 2025 \text{ W/m}^2 \end{aligned}$$

Potencia eólica disponible para impulsar la turbina

$$\begin{aligned} P &= P_a A = 2025 \times 616 = 1247400 \text{ W} \\ &= 1247 \text{ kW} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{c. } \frac{\text{potencia de salida del generador}}{\text{potencia eólica disponible}} &= \frac{400 \text{ kW}}{1247 \text{ kW}} \\ &= 0.3208 = 32\% \end{aligned}$$

- d. Circunferencia de la turbina en las puntas de las aspas

$$C = 2\pi r = 2 \times \pi \times 14 \text{ m} = 88 \text{ m}$$

$$\begin{aligned}\text{Velocidad de las aspas} &= C \times \text{r/min} = 88 \times 48 \\ &= 4224 \text{ m/min} = 70.4 \text{ m/s} \\ &\text{o bien } 253 \text{ km/h}\end{aligned}$$

- e. Velocidad de las puntas/velocidad del viento = $70.4/15 = 4.7$

24.29 Producción de la potencia eólica

Se utilizan principalmente cinco métodos para generar electricidad a partir del viento:

1. Turbina que impulsa un generador de cd (Fig. 24.33).
2. Turbina que impulsa un generador asíncrono a velocidad constante (Fig. 24.34).
3. Turbina que impulsa un generador asíncrono a velocidad variable (Fig. 24.35).
4. Turbina que impulsa un generador de inducción doblemente alimentado a velocidad variable (Fig. 24.36).
5. Turbina que impulsa un generador de imán permanente a velocidad variable (Fig. 24.37).

A continuación veremos los principios básicos de estos generadores impulsados por el viento.

24.30 Turbina eólica que impulsa un generador de cd

La figura 24.33 muestra las aspas (1) de un molino de viento simple soportado por un alto mástil (2) que impulsa un generador de cd (4). La caja de velocidades (3) multiplica 20 o 30 veces la velocidad del molino de viento, lo que permite utilizar un generador relativamente pequeño.

La energía suministrada por el generador es almacenada en una batería (5), la cual actúa como fuente de potencia continua y confiable para la carga de cd (6). La carga puede constar de unas cuantas lámparas de 12 volts y un convertidor de cd/ca para accionar un aparato de televisión. Estos generadores de cd impulsados por el viento sólo se utilizan en lugares remotos, alejados de otras fuentes de energía eléctrica. Generalmente su potencia está limitada a unos cuantos cientos de watts.

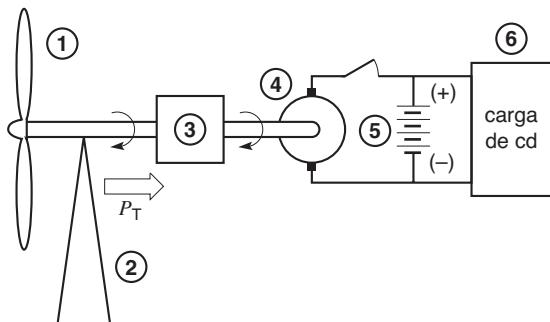


Figura 24.33

Molino de viento que impulsa un pequeño generador de cd.

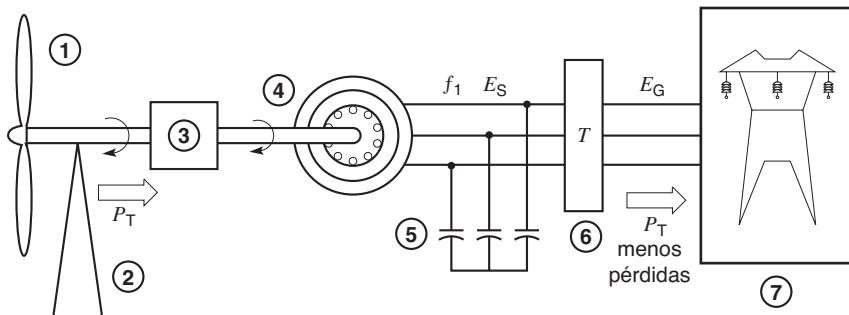
24.31 Turbina que impulsa un generador asíncrono a velocidad constante

La figura 24.34 muestra una gran turbina eólica comercial (1) que impulsa un generador de inducción de jaula de ardilla (4) por medio de una caja de velocidades (3). El estator del generador está conectado a la red de energía (7) de la compañía de electricidad por medio de un transformador elevador (6). Como resultado, el flujo magnético en el estator gira a una velocidad sincrónica correspondiente a la frecuencia de la red, y el rotor gira un poco más rápido.

Por ende, la turbina funciona básicamente a velocidad constante. Esto significa que no siempre puede extraer la máxima cantidad de energía del viento.

La potencia reactiva absorbida por el generador es suministrada por los capacitores (5). Por consiguiente, la potencia suministrada a la red está cerca del factor de potencia unitario. La potencia activa P_T desarrollada por la turbina es transmitida a la red de la compañía de electricidad, menos las pérdidas en la caja de velocidades, en el generador y en el transformador. Por lo general, la potencia de los generadores asíncronos oscila entre 100 y 800 kW.

Algunos generadores asíncronos están equipados con dos devanados de estator de 4 y 6 polos, respectivamente. Cuando la velocidad del viento es alta, se utiliza el número más bajo de polos porque corresponde a una velocidad del generador más alta. Por el contrario, cuando la velocidad del viento es baja, se utiliza el

**Figura 24.34**

Turbina eólica que impulsa un generador asíncrono mediante una caja de velocidades. La velocidad del generador es prácticamente constante, así que no siempre puede extraer la máxima energía del viento.

devanado con el número más alto de polos. La transferencia de un devanado al otro se programa para extraer la máxima energía del viento conforme cambia su velocidad.

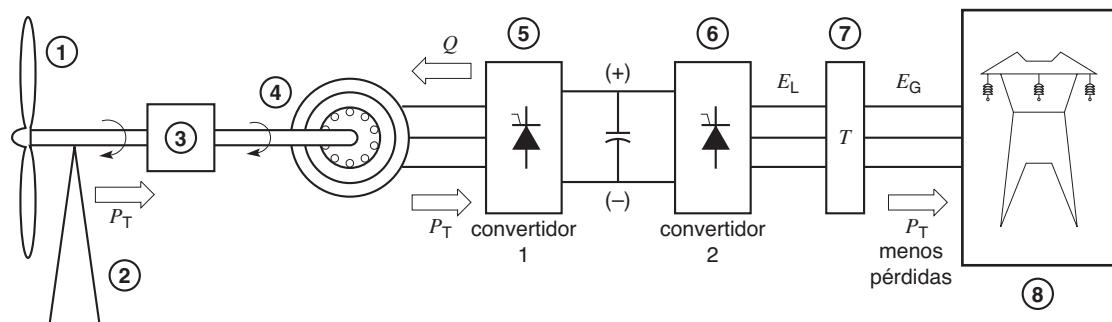
El principio del generador de inducción se describe en las secciones 14.15 y 15.8.

24.32 Turbina que impulsa un generador asíncrono a velocidad variable

La figura 24.35 es similar a la figura 24.34, excepto que el estator del generador de inducción de jaula de

ardilla está conectado a un convertidor (5) que genera una frecuencia variable. Por consiguiente, la velocidad sincrónica del generador se puede variar a voluntad. Se cambia de acuerdo con la velocidad del viento (capturada mediante un anemómetro) y de modo que se extraiga la máxima cantidad de energía disponible. De hecho, imponiendo una velocidad óptima al generador de inducción, automáticamente imponemos la velocidad óptima a la turbina eólica.

El convertidor (5) absorbe la potencia activa P_T suministrada por la turbina y, al mismo tiempo, suministra la potencia reactiva absorbida por el generador. El enlace de cd de voltaje constante entre el convertidor

**Figura 24.35**

Turbina eólica que impulsa un generador asíncrono conectado a un convertidor de frecuencia variable. Esto permite extraer siempre la máxima cantidad de energía del viento.

(5) y el convertidor (6) transfieren la potencia activa al convertidor (6), donde es transformada en potencia trifásica de 60 Hz (o de 50 Hz), y de allí a la red de la compañía de electricidad. Observe que cada convertidor debe transportar toda la potencia suministrada por el generador. Algunos convertidores generan voltajes sinusoidales modulados por ancho de pulso (PWM), los cuales evitan que los armónicos indeseables lleven al generador y a la red de potencia.

24.33 Turbina que impulsa un generador de inducción doblemente alimentado

La figura 24.36 ilustra una turbina eólica que impulsa un generador de inducción de rotor devanado (4) mediante una caja de velocidades (3). Un transformador (7) reduce el voltaje E_G de la red de la compañía de electricidad a un voltaje E_S menor.

El convertidor (6) transforma el voltaje de línea E_S en un voltaje de cd E_d constante. Puede fluir potencia del lado de ca al lado de cd del convertidor y viceversa.

El convertidor (5) transforma el voltaje de cd E_d en un voltaje E_R cuya magnitud, frecuencia, desplazamiento de fase y secuencia de fase se pueden variar a voluntad. Nuevamente, puede fluir potencia del lado de cd al lado de ca (y viceversa) del convertidor.

El estator del generador de inducción de rotor devanado está conectado directamente a la línea de potencia cuya frecuencia f es de 50 o 60 Hz. Por lo tanto, el voltaje E_S del estator y su frecuencia son iguales que los del voltaje de línea. El rotor está conectado a un convertidor (5) en el que se puede variar el voltaje de salida trifásico E_R y la frecuencia f_2 , como vimos anteriormente. En algunos casos, los convertidores (5) y (6) generan voltajes PWM sinusoidales.

Por consiguiente, la máquina de rotor devanado es alimentada por dos fuentes E_S y E_R . El principio de este generador de inducción doblemente alimentado se describe en las secciones 13.23 a 13.26. El lector deberá leerlas para entender claramente cómo opera el generador. En resumen, la frecuencia y la secuencia de fase del voltaje E_R (junto con la frecuencia f del estator) determinan la velocidad de rotación de la máquina. Como la frecuencia del estator es fija, la velocidad de rotación es impuesta básicamente por la frecuencia f_2 del rotor. Como resultado, se puede hacer que la turbina eólica gire a esa velocidad óptima que extrae la máxima cantidad de potencia del viento. Para lograr este resultado, la velocidad del viento es monitoreada por un anemómetro y la información es enviada al circuito de control del convertidor (5).

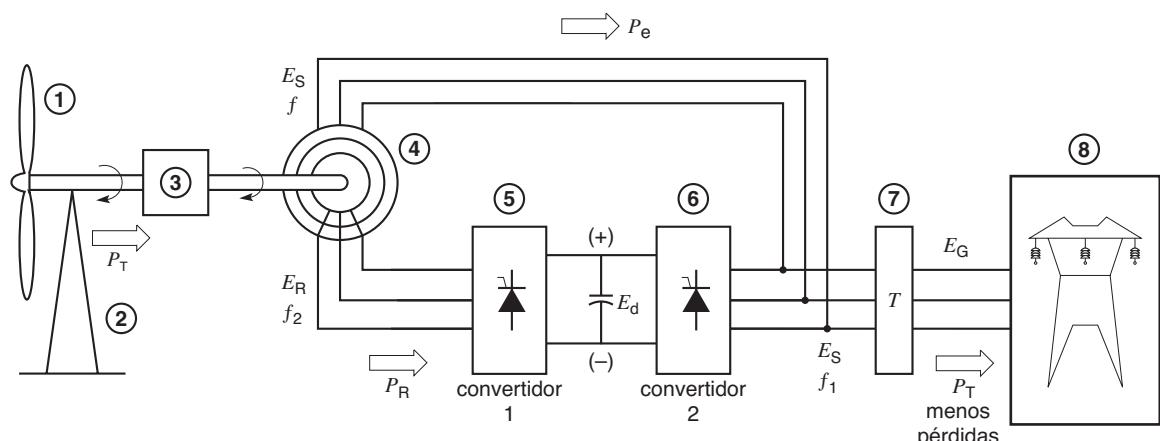


Figura 24.36

Turbina eólica conectada a un generador de inducción doblemente alimentado. Los convertidores 1 y 2 sólo tienen que transportar una pequeña parte de la potencia P_T generada por la turbina eólica.

Durante una brisa moderada, el rotor debe girar lentamente, por lo que se hace que el generador gire a velocidad subsíncrona. Sin embargo, cuando el viento es fuerte, el rotor gira a mayor velocidad, a velocidad supersíncrona. Las ecuaciones 13.13a y 13.13b (vea la sección 13.23) dan las magnitudes de las velocidades supersíncrona y subsíncrona.

Velocidad supersíncrona

$$n = \frac{120}{p}(f + f_2) \quad (13.13a)$$

Velocidad subsíncrona

$$n = \frac{120}{p}(f - f_2) \quad (13.13b)$$

donde

n = velocidad del rotor del generador [r/min]

120 = valor numérico para manejar las unidades

p = número de polos

f = frecuencia de línea aplicada al estator [Hz]

f_2 = frecuencia aplicada al rotor [Hz]

El generador convierte la potencia mecánica producida por la turbina eólica en potencia eléctrica. Cuando el generador funciona a velocidad supersíncrona, tanto el rotor como el estator suministran

potencia a la red, como se muestra en la figura 13.38 (sección 13.26).

Cuando el generador funciona a velocidad subsíncrona, el estator continúa suministrando potencia a la red. Sin embargo, en estas condiciones, el rotor *absorbe* potencia de la red, como se muestra en la figura 13.37 (sección 13.26).

La configuración de la figura 24.36 tiene ciertas ventajas sobre la de la figura 24.35. La razón es que sólo una pequeña porción de la potencia total P_T tiene que ser manejada por los convertidores electrónicos. No obstante, el generador de rotor devanado es más complejo que uno de jaula de ardilla y las escobillas sobre los anillos colectores se tienen que revisar y reemplazar ocasionalmente.

24.34 Turbina que impulsa directamente un alternador de imán permanente

La figura 24.37 muestra una turbina eólica conectada directamente a un alternador de imán permanente. Los convertidores (4) y (5) y el transformador (6) desempeñan la misma función que los convertidores (5) y (6) y el transformador (7) en la figura 24.35.

La frecuencia f_1 generada por el convertidor (4) impone la velocidad de rotación óptima al generador.

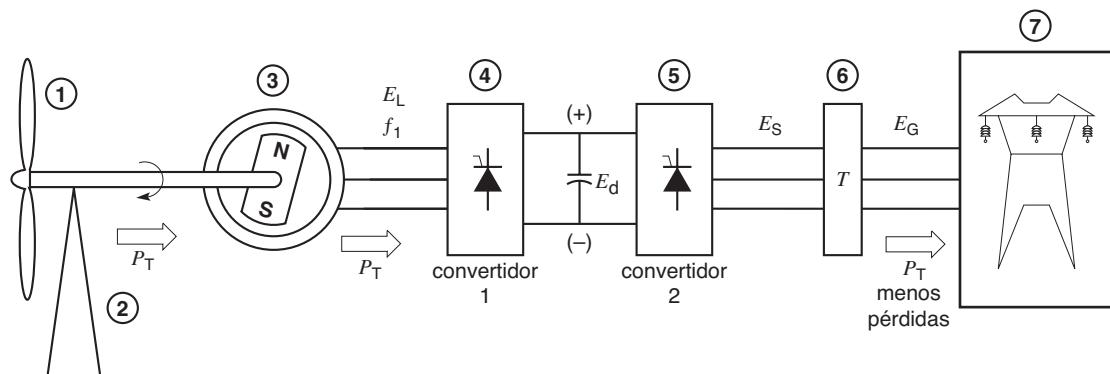


Figura 24.37

Turbina que impulsa directamente un alternador de imán permanente de alta potencia. La ausencia de una caja de velocidades elimina un componente que en ocasiones requiere mantenimiento.

Observe que los convertidores tienen que transportar toda la potencia desarrollada por la turbina; por consiguiente, son inherentemente más grandes que los de un generador doblemente alimentado.

La propulsión directa tiene la ventaja de eliminar la caja de velocidades. Sin embargo, como la velocidad de la turbina es del orden de 30 r/min o menos, el alternador tiene que ser mucho más grande que si estuviera diseñado para funcionar, digamos, a 1200 r/min. No obstante, el alternador de imán permanente no requiere escobillas y las pérdidas en el rotor son nulas. Por estas razones, en ocasiones se prefiere la configuración de la figura 24.37 en turbinas que generan potencia en el rango de 2 a 5 MW.

24.35 Ejemplos de plantas de generación eólicas

Vale la pena presentar algunos ejemplos de plantas de generación eólicas, como sigue.

1. Granja eólica de Le Nordais. La figura 24.38a muestra 11 de un total de 57 turbinas eólicas instaladas en la granja eólica de Le Nordais en la región Gaspé,

cerca de Matane, Quebec. Cada turbina tiene una capacidad nominal de 750 kW. El generador es una máquina de inducción de dos devanados capaz de desarrollar 200 kW a 1200 r/min y 750 kW a 1800 r/min. Las velocidades corresponden a una conexión de estator de 4 y 6 polos, respectivamente. El generador desarrolla potencia trifásica de 690 V y 60 Hz, la cual es aumentada a 230 kV por medio de un transformador para la conexión directa a la red local Hidro-Quebec.

La figura 24.38b muestra una de las turbinas eólicas con su hélice de tres aspas. Fue fabricada por NEG Micon de Dinamarca. La torre de acero tubular de 55 m tiene una base de 4.5 m de diámetro; su puerta sellada permite el acceso al interior y a la barquilla de arriba (Fig. 24.38c). La tabla 24C ofrece información técnica adicional sobre esta turbina eólica.

2. Centro de energía eólica Stateline. La planta de generación eólica Stateline está localizada entre los estados de Oregon y Washington en el oeste de los Estados Unidos. Se compone de 399 turbinas eólicas, cada una con una capacidad de 660 kW (Fig. 24.39). Las torres de acero tubular son de 50 m de altura y las aspas barren un área circular de 47 m de diámetro. La



Figura 24.38a

Parte de la granja eólica de Le Nordais, en Matane, Quebec. Opera tanto en verano como en los inviernos más fríos.



Figura 24.38b

La barquilla (también llamada góndola) está montada en la parte superior de una torre de acero de 55 m de altura. La góndola es de 8.5 m de largo y cabecea automáticamente para enfrentar el viento todo el tiempo. Está equipada con un pararrayos y es calentada durante el invierno.

TABLA 24C ESPECIFICACIONES DE LAS TURBINAS EÓLICAS DE LE NORDAIS

Velocidad promedio del viento en la región	28 km/h
Velocidad del viento para producir 200 kW	15 km/h
Velocidad del viento para producir 750 kW	51 km/h
Velocidad máxima del viento	
(paros de turbina)	85 km/h
Altura de la torre	55 m
Longitud de las aspas	14 m
Longitud de la góndola	8.5 m
Peso de una aspa	3 t
Peso de la góndola	19.5 t
Peso del generador eléctrico	5 t
Peso de toda la instalación	75 t
Relación de la caja de velocidades	80:1
Velocidad más baja de las aspas	15 r/min
Velocidad más alta de las aspas	22.5 r/min

Nota: t significa tonelada métrica.



Figura 24.38c

La base de la torre de acero tiene un diámetro de 4.5 m. La puerta permite el acceso al interior y a la barquilla. El transformador que conecta la turbina a la red de 230 kV se ve al fondo. La conexión a la red de energía se hace por medio de un cable subterráneo.

velocidad de rotación nominal es de 28.5 r/min. El ángulo de las aspas es regulado automáticamente de acuerdo con la velocidad del viento. La velocidad del viento de conexión es de 4 m/s, la velocidad nominal del viento es de 15 m/s, y durante ventarrones la velocidad de detención es de 25 m/s.

El generador de inducción tiene un rotor devanado cuyas terminales están conectadas a una serie de resistores que tienen una resistencia que se puede cambiar rápidamente por medio de un convertidor electrónico. El convertidor y los resistores van montados en el rotor mismo; por consiguiente, no requieren escobillas o

anillos colectores. La resistencia es controlada mediante una señal óptica que es transmitida al convertidor rotatorio.

La ventaja de esta tecnología Vestas Optislip® es que durante una fuerte ráfaga de viento se puede permitir que la velocidad de las aspas y del rotor se incremente con rapidez, elevando inmediatamente la resistencia en serie con el rotor. Esto disminuye el choque mecánico y da tiempo para reajustar el ángulo de las aspas con respecto a la velocidad del viento más alta. En cuanto el ángulo está apropiadamente ajustado, la resistencia en serie con el rotor se reduce otra vez a cero.



Figura 24.39

Este impresionante Centro de Energía Eólica Stateline, compuesto de 399 turbinas, está localizado entre Oregon y Washington. Los generadores de inducción trifásicos de 660 kW operan a 690 V y 60 Hz y normalmente funcionan a toda velocidad entre 1800 y 1818 r/min. En condiciones favorables de buenas rachas de viento, se permite que la velocidad aumente temporalmente hasta 1980 r/min. La turbina es detenida siempre que las ráfagas de viento excedan los 25 m/s.

(Cortesía de Vestas Wind Systems A/S)

Por consiguiente, las pérdidas provocadas por la resistencia externa variable del rotor permanecen al mínimo.

3. Turbinas eólicas de Nakskov. Tres grandes turbinas eólicas, modelo Vestas V90-3.0 MW, cada una con capacidad de 3 MW, están instaladas en la ciudad de Nakskov, en Dinamarca. Estas turbinas están equipadas con generadores de inducción de rotor devanado doblemente alimentados de 3 MW, 1500 r/min y 50 Hz (Fig. 24.40). La torre tiene 75 m de altura y las aspas tienen 44 m de longitud. Las aspas giran a velocidades que oscilan entre 9 y 19 r/min; se obtiene potencia nominal a la velocidad nominal de 16.1 r/min. La velocidad del viento de conexión es de 4 m/s, la velocidad nominal del viento es de 15 m/s y la velocidad de detención por viento huracanado es de 25 m/s. La figura 24.41 muestra la potencia de salida de la turbina eólica como una función de la velocidad del viento. Observe que cuando la velocidad del viento se incrementa de 5 a 12.5 m/s (un factor de 2.5), la potencia se incrementa de 250 a 2500 kW (un factor de 10). Por lo tanto, la potencia se incrementa muy rápido conforme aumenta la velocidad. Por razones de seguridad y protección del equipo, la salida de potencia se mantiene a 3 MW cuando la velocidad del viento se aproxima a proporciones de ventarrón.

4. Granjas eólicas cerca de las costas. También se están instalando granjas eólicas cerca de las costas cuando las condiciones del viento son favorables. Un ejemplo es la Granja Eólica Middelgrunden instalada en el puerto de Copenhague, en Dinamarca. Consta de veinte turbinas de 2 MW fabricadas por Bonus Energy. En la figura 13.40 (capítulo 13) se muestra esta importante instalación.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 24-1 Explique la diferencia entre las plantas de generación de carga base y carga pico.
- 24-2 ¿Por qué las plantas de energía nuclear no son adecuadas para alimentar cargas pico?
- 24-3 Recurriendo a la mina de carbón de la figura 24.4, tenemos la opción de transportar el carbón a una planta de generación o instalar ésta junto a la boca de la mina. ¿Qué factores debemos considerar para tomar la mejor decisión?

- 24-4 ¿Cuál es el mejor indicador de estabilidad (o inestabilidad) de un sistema de suministro de electricidad?
- 24-5 ¿Qué significa el término *red*?
- 24-6 Mencione dos razones por las que los sistemas de suministro de electricidad se interconectan.
- 24-7 El caudal del río de la figura 24.9 es de 5000 m³/s a una altura de 24 m. Calcule la potencia hidráulica disponible.
- 24-8 Explique el principio de operación de una planta térmica, una planta hidroeléctrica y una planta nuclear.
- 24-9 Mencione dos diferencias básicas entre un reactor de agua ligera y uno de agua pesada.
- 24-10 Explique el significado de *moderador, fisión, neutrón y agua pesada*.

Nivel intermedio

- 24-11 El río Zaire, en África, descarga un volumen constante de 1300 km³ de agua al año. Se ha propuesto construir una serie de represas en la región de Inga, donde el río tiene una caída de 100 m.

Calcule

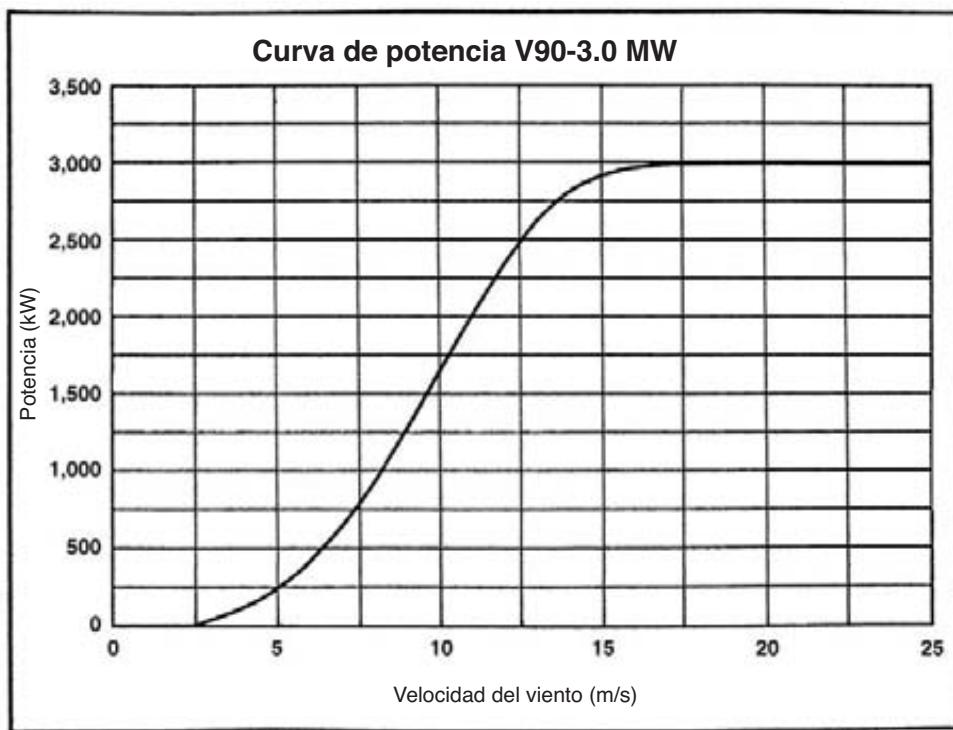
- a. El flujo de agua [m³/s].
 - b. La potencia que podría ser aprovechada [MW].
 - c. La descarga en millas cúbicas al año.
- 24-12 ¿Durante cuánto tiempo tiene que funcionar un generador de 1500 MW para producir la misma cantidad de energía que la liberada por una bomba atómica de 20 kilotonnes? (Vea las tablas de conversión en el apéndice.)
- 24-13 La demanda de una municipalidad varía regularmente entre 60 MW y 110 MW en el curso de un día; la potencia promedio es de 80 MW. Para producir la energía requerida, tenemos las siguientes opciones:
- a. Instalar una unidad de generación de potencia base y una planta de potencia pico de motor diesel.
 - b. Instalar una unidad de generación de potencia base y una unidad de almacenamiento y bombeo.



Figura 24.40

Esta turbina eólica de 3 MW contiene un generador de inducción de rotor devanado doblemente alimentado y de 4 polos, equipado con anillos colectores y escobillas. La velocidad síncrona es de 1500 r/min. El convertidor que está conectado al rotor permite la operación a velocidades subsíncronas y supersíncronas. La góndola pesa 66 t y el rotor de tres aspas pesa 38 t.

(Cortesía de Vestas Wind Systems A/S)

**Figura 24.41**

Salida de potencia frente a velocidad del viento para la turbina de 3 MW ilustrada en la figura 24.40. La salida se nivela automáticamente a velocidades del viento por encima de 15 m/s para evitar la sobrecarga del generador. (Cortesía de Vesta Wind Systems A/S)

¿Cuáles son las capacidades respectivas de la planta de potencia base y pico en cada caso?

- 24-14 En un día particular, la caída de la presa Grand Coulee es de 280 pies y los generadores suministran 6000 MVA con un factor de potencia retrasado de 0.9. Suponiendo que la eficiencia promedio de las turbinas es de 0.92 y la eficiencia promedio del generador es de 0.98, calcule lo siguiente:
- La salida de potencia activa [MW].
 - La potencia reactiva suministrada al sistema [Mvar].
 - La cantidad de agua que fluye a través de las turbinas [yd^3/s].

- 24-15 Explique el principio de operación de una torre de enfriamiento.
- 24-16 Una moderna planta térmica que quema carbón produce una salida eléctrica de 720 MW. Calcule el valor aproximado de lo siguiente:
- La cantidad de carbón consumida [toneladas U.S. (no toneladas métricas) por día].
 - La cantidad de humo, gas y ceniza suelta liberada [toneladas por día].
 - El agua de enfriamiento que fluye a través del condensador, suponiendo un aumento de temperatura de 10°C [m^3/s].
- 24-17 En el problema 24-16, si se requiere una torre de enfriamiento, ¿cuánta agua se debe

extraer de un río local [m^3/s]? ¿Se puede reciclar esta agua?

- 24-18 Un haz de combustible de bióxido de uranio natural tiene una masa de 22.2 kg cuando se inserta por primera vez en un reactor de agua pesada. Si libera un promedio de 372.6 kW de energía térmica durante su estancia de 19 meses en el reactor, calcule lo siguiente:
- La cantidad total de calor liberado [J] y [Btu].
 - La reducción del peso del haz, debido a la energía liberada [g].

Nivel avanzado

- 24-19 a. Calcule el consumo anual de energía [$\text{TW}\cdot\text{h}$] del sistema de suministro eléctrico que tiene la curva de duración de carga que se da en la figura 24.3.
 b. Si se consumiera esta energía a un ritmo absolutamente uniforme, ¿cuál sería la carga pico [GW]?
- 24-20 Aludiendo a la figura 24.32, la temperatura del refrigerante de agua pesada se reduce de 294 a 249 °C al pasar por los intercambiadores de calor. Sabiendo que el reactor es enfriado con 7.7 t/s de agua pesada, calcule el calor [MW] transmitido a los intercambiadores de calor (el calor específico del agua pesada es 4560 J/kg).

Aplicación industrial

- 24-21 El 12 de noviembre de 1992, a las 10:09 AM, un gran generador se apagó en la Costa Este, lo que provocó que la red de potencia interconectada de 18 823 MW perdiera repentinamente 1050 MW de potencia de generación. En cuestión de segundos, la frecuencia del sistema cayó de 60 a 59.97 Hz. La salida de potencia de los demás generadores del sistema se incrementó selectivamente y la frecuencia nominal de 60 Hz fue restaurada después de un intervalo de casi 7.5 minutos. Entonces se elevó la frecuencia a más de 60 Hz durante cierto tiempo para recuperar los ciclos perdidos, con lo que se corrigieron

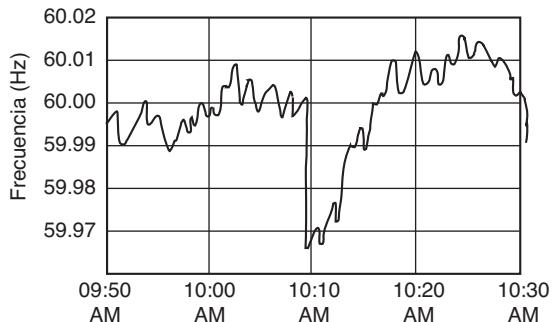


Figura 24.42

Vea el problema 24-21.

los relojes eléctricos. El comportamiento de la frecuencia antes y después del incidente se muestra en la figura 24.42.

Calcule

- La frecuencia promedio durante el periodo de restauración de 7.5 minutos.
 - El número de ciclos generados durante el periodo de 7.5 minutos.
 - El número de ciclos que se habrían generado durante el intervalo de 6 minutos si no hubiera ocurrido el accidente y la frecuencia hubiera permanecido a 60 Hz.
 - Los relojes eléctricos están diseñados de modo que el minutero realice una vuelta completa en exactamente un minuto cuando la frecuencia es exactamente de 60 Hz. ¿Cuántas vueltas realizó el minutero durante el intervalo de 7.5 minutos?
 ¿Cuál es el error en la lectura del minutero, expresado en milisegundos?
- 24-22 En el problema 24-21 suponemos que la mitad de la carga de 18 823 MW se compone de motores de inducción. Algunos motores impulsan ventiladores y cargas similares en donde la potencia varía como el cubo de la velocidad. Calcule la caída de potencia de un motor de ventilador de 10 000 hp cuando la frecuencia cae de 60 a 59.97 Hz.
- 24-23 Un campamento de veraneo está localizado cerca de una cascada de 55 pies. Pruebas realizadas demuestran que la corriente suministra

- un mínimo de 270 pies cúbicos por minuto en el curso de un año. Se propone instalar un motor de inducción trifásico y hacerlo funcionar como generador. Calcule los caballos de fuerza aproximados del motor que podría aprovechar el 80 por ciento de la capacidad de la cascada.
- 24-24 Mediante la ecuación 24.4, calcule la potencia por metro cuadrado que se puede extraer de un viento que sopla a una velocidad de 35 millas por hora, si se puede extraer el 24% de la energía eólica disponible.
- 24-25 La hélice de una pequeña turbina eólica tiene un diámetro de 1.5 m. Estime la potencia que puede desarrollar la turbina cuando el viento sopla a una velocidad de 45 km/h y suponiendo que se puede extraer el 25% de la energía eólica disponible.
- 24-26 La turbina eólica de la figura 24.40 desarrolla su salida nominal de 3 MW cuando las aspas giran a 16.1 r/min. Calcule:
- El par o momento de torsión [$\text{kN}\cdot\text{m}$] ejercido en el buje y la flecha.
 - La capacidad en caballos de fuerza de la turbina eólica.
- 24-27 Aludiendo a la figura 24.34, el generador de inducción produce una salida trifásica de 750 kW a 690 V con un factor de potencia retrasado de 86 por ciento. Calcule:
- La potencia aparente en las terminales del generador [kVA].
 - La corriente por fase suministrada por el generador [A].
 - La capacidad en kvar del banco de capacitores si el factor de potencia en las terminales de la red es de 100 por ciento [kvar].
- 24-28 La turbina eólica de la figura 24.34 produce una potencia P_T de 420 kW. La caja de velocidades tiene pérdidas de 1.2 por ciento, las pérdidas en el generador ascienden a 5.4 por ciento y en el transformador son de 1.4 por ciento. Calcule:
- La potencia neta suministrada a la red de potencia [kW].
 - La eficiencia total del sistema [porcentaje].
- 24-29 Aludiendo a la figura 24.35, el convertidor (5) genera una frecuencia de 57.6 Hz y el generador de inducción tiene 4 polos. Sabiendo que la caja de velocidades tiene una relación de 45, calcule la velocidad de rotación exacta de las aspas [r/min].
- 24-30 Sabiendo que la altura promedio de un piso de un edificio comercial es de 10 pies, calcule el número de pisos correspondiente a la altura de la torre de la figura 24.40.
- 24-31 Aludiendo a la figura 24.38b y la tabla 24C, la velocidad de las aspas es exactamente de 23.75 r/min. Sabiendo que el generador de inducción suministra una salida de potencia de 672 kW, estime la potencia disipada en el rotor en la forma de calor [kW].
- 24-32 Utilizando la figura 24.41, calcule la potencia suministrada por la turbina eólica de 3 MW cuando el viento sopla a 28 mi/h [kW].
- 24-33 Aludiendo a la figura 24.41, la turbina desarrolla 3 MW cuando la velocidad del viento es de 17.5 m/s. La velocidad de rotación correspondiente de las aspas es de 19.1 r/min. Calcule:
- La velocidad lineal de las puntas de las aspas [km/h].
 - La relación de la velocidad de las puntas a la velocidad del viento.
- 24-34 Calcule la potencia máxima combinada de las turbinas eólicas que aparecen en la figura 24.38a. Si el hogar promedio consume 5 kW de potencia, ¿a cuántos hogares pueden abastecer estas turbinas?
- 24-35 Recurriendo a la figura 13.40 del capítulo 13, calcule la energía total en MW·h que las 20 turbinas podrían suministrar en teoría si funcionaran a toda su capacidad todo el año. ¿Cuál es la relación de la energía mínima garantizada de 89 000 MW·h a este máximo teórico [porcentaje]?
- 24-36 Recurriendo a las figuras 24.40 y 24.41, y al texto sobre la turbina eólica de Nakskov, calcule la relación de la potencia desarrollada por la turbina a la potencia disponible en el

- viento cuando la velocidad de éste es de 12.5 m/s [porcentaje].
- 24-37 Una turbina eólica de 3 MW, similar a la ilustrada en la figura 24.40, posee el diagrama de circuito básico mostrado en la figura 24.36. La velocidad de la turbina varía de 13 a 20 r/min y la caja de velocidades tiene una relación de 1:90. La salida del generador doblemente alimentado está conectada a una red de 50 Hz y el estator tiene 4 polos. La turbina produce su salida nominal de 3 MW cuando las aspas giran a 20 r/min. Ignorando todas las pérdidas de potencia en los diversos componentes, calcule:
- La velocidad síncrona del generador.
 - La velocidad de rotación del rotor.
 - El valor de la velocidad de deslizamiento.
 - El valor del deslizamiento.
 - La salida de potencia del estator [MW].
 - La salida de potencia del rotor al convertidor (5) [MW].
 - La potencia transportada respectivamente por los convertidores (5) y (6) [MW].
 - La relación de la potencia transportada por el convertidor (5) a la potencia total (3 MW) producida por la turbina [porcentaje].
 - La frecuencia generada por el convertidor (5) [Hz].
 - Si el convertidor (5) genera una frecuencia de 7.6 Hz y el generador está funcionando a velocidad subsíncrona, calcule la velocidad de rotación de las aspas [r/mi].

CAPÍTULO 25

Transmisión de energía eléctrica

25.0 Introducción

Por lo general, la transmisión de energía eléctrica no despierta tanto interés como su generación y uso, así que en ocasiones tendemos a ignorar este importante tema. Esto es lamentable porque los recursos humanos y materiales que intervienen en la transmisión son mucho mayores que los empleados en la generación.

La energía eléctrica es transportada por conductores tales como líneas de transmisión elevadas y cables subterráneos. Aunque estos conductores parecen muy ordinarios, poseen importantes propiedades eléctricas que afectan en gran medida la transmisión de energía eléctrica. En este capítulo estudiaremos estas propiedades de varios tipos de líneas de transmisión: alto voltaje, bajo voltaje, alta potencia, baja potencia, líneas aéreas y líneas subterráneas. Despues veremos algunas de las formas mediante las cuales se controla el voltaje y el flujo de potencia en un sistema de suministro de electricidad.

25.1 Componentes principales de un sistema de distribución de potencia

Para suministrar energía eléctrica a los consumidores de manera que puedan utilizarla, un sistema de trans-

misión y distribución debe satisfacer algunos requerimientos básicos. Por lo tanto, el sistema debe

1. Suministrar, siempre, la potencia que los consumidores necesitan
2. Mantener un voltaje nominal estable que no varíe más de $\pm 10\%$
3. Mantener una frecuencia estable que no varíe más de ± 0.1 Hz
4. Suministrar energía a un precio aceptable
5. Satisfacer las normas de seguridad
6. Respetar las normas ambientales

La figura 25.1 muestra un diagrama elemental de un sistema de transmisión y distribución. Este sistema consta de plantas de generación G_1 y G_2 , unas cuantas subestaciones, una subestación de interconexión y varias cargas comerciales, residenciales e industriales. La energía es transportada a través de líneas de *extra alto* voltaje (EHV, por sus siglas en inglés), de *alto* voltaje (HV, por sus siglas en inglés), de *mediando* voltaje (MV) y de *bajo* voltaje (LV, por sus siglas en inglés). Esta clasificación del voltaje se hace de acuerdo con una escala de voltajes estandarizados, cuyos valores nominales se dan en la tabla 25A.

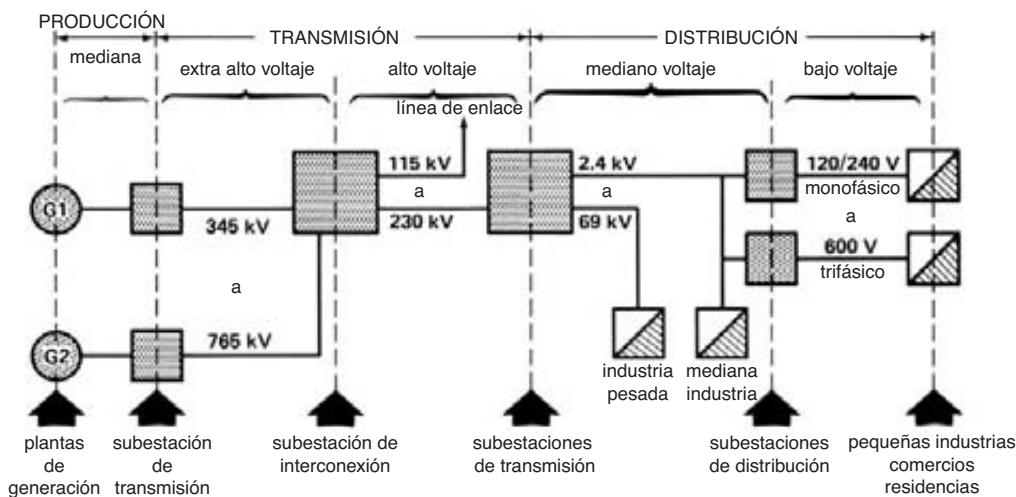
**Figura 25.1**

Diagrama de una sola línea de un sistema de generación, transmisión y distribución.

Las *subestaciones de transmisión* (Fig. 25.1) cambian el voltaje de línea mediante transformadores elevadores y reductores, y lo regulan por medio de compensadores estáticos variables, condensadores síncronos o transformadores con tomas variables.

Las *subestaciones de distribución* cambian el mediano voltaje a bajo voltaje por medio de transformadores reductores, los cuales pueden tener capacidades de cambio de toma automática para regular el bajo voltaje. El bajo voltaje oscila desde 120/240 V monofásico hasta 600 V trifásico. Sirve para suministrar energía a residencias privadas, establecimientos comerciales e institucionales y pequeñas industrias.

Las *subestaciones de interconexión* vinculan diferentes sistemas de potencia para permitir intercambios de potencia entre ellos y para incrementar la estabilidad de toda la red.*

Estas subestaciones también contienen cortacircuitos, fusibles y pararrayos, para proteger los caros aparatos y aislar con rapidez las líneas del sistema que fallen. Además, en una subestación se pueden incluir equi-

pos de control, dispositivos de medición de potencia, interruptores de desconexión, capacitores, inductores y otros dispositivos.

Las compañías de electricidad dividen sus sistemas de distribución de potencia en dos importantes categorías:

1. **Sistemas de transmisión**, en los que el voltaje de línea oscila aproximadamente entre 115 kV y 800 kV
2. **Sistemas de distribución**, en los cuales el voltaje oscila por lo general entre 120 V y 69 kV. A su vez, los sistemas de distribución se dividen en sistemas de distribución de *mediano voltaje* (2.4 kV a 69 kV) y sistemas de distribución de *bajo voltaje* (120 V a 600 V).

25.2 Tipos de líneas de potencia

El diseño de una línea de transmisión de energía eléctrica depende de los siguientes criterios:

1. La cantidad de energía activa que tiene que transmitir
2. La distancia a la que se debe llevar la energía
3. El costo de la línea de transmisión
4. Consideraciones estéticas, congestión urbana, facilidad de instalación y crecimiento de carga esperado

* Una red es “un agregado de conductores interconectados compuesto de alimentadores, conductores principales y servicios” (ref. IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms).

TABLA 25A CLASES DE VOLTAJE COMO SE APLICAN A POTENCIA INDUSTRIAL Y COMERCIAL

Clase de voltaje	Voltaje de sistema nominal		
	Dos hilos	Tres hilos	Cuatro hilos
bajo voltaje BV	120	120/240 <input checked="" type="checkbox"/>	—
	monofásico	monofásico	120/208 <input checked="" type="checkbox"/>
		480 V <input checked="" type="checkbox"/>	277/480 <input checked="" type="checkbox"/>
mediano voltaje MV		600 V	347/600
	2 400		
	4 160 <input checked="" type="checkbox"/>		
alto voltaje AV	4 800		
	6 900		
	13 800 <input checked="" type="checkbox"/>	7 200/12 470 <input checked="" type="checkbox"/>	
	23 000	7 620/13 200 <input checked="" type="checkbox"/>	
	34 500	7 970/13 800	
	46 000	14 400/24 940 <input checked="" type="checkbox"/>	
extra alto voltaje	69 000 <input checked="" type="checkbox"/>	19 920/34 500 <input checked="" type="checkbox"/>	
	115 000 <input checked="" type="checkbox"/>		
	138 000 <input checked="" type="checkbox"/>		
EAV	161 000		
	230 000 <input checked="" type="checkbox"/>		
	345 000 <input checked="" type="checkbox"/>		
extra alto voltaje	500 000 <input checked="" type="checkbox"/>		
	735 000–765 000 <input checked="" type="checkbox"/>		

Todos los voltajes son trifásicos, a menos que se indique lo contrario.

Los voltajes designados con el símbolo son los voltajes preferidos.

Nota: Las designaciones de clase de voltaje fueron aprobadas por el IEEE Standards Board
(4 de septiembre de 1975).

Se distinguen cuatro tipos de líneas de transmisión, de acuerdo con su clase de voltaje:

1. Líneas de bajo voltaje (BV). Suministran energía a edificios, fábricas y casas, motores, estufas eléctricas, lámparas, calentadores y sistemas de aire acondicionado. Las líneas son conductores aislados, generalmente de aluminio, que a menudo van de un transformador de distribución montado en un poste local a la entrada de servicio del consumidor. Pueden ser elevadas o subterráneas y el transformador funciona como una subestación miniatura.

En algunas áreas metropolitanas, el sistema de distribución que alimenta las fábricas, casas y edificios

comerciales consta de una red de cables subterráneos que operan a 600 V o menos. Esta red suministra un servicio confiable, porque incluso el corte de uno o varios cables no interrumpirá el servicio al cliente.

2. Líneas de mediano voltaje (MV) enlazan los centros de carga con una de las muchas subestaciones de la compañía de electricidad. Por lo general, el voltaje oscila entre 2.4 kV y 69 kV. Estos sistemas de distribución radial de mediano voltaje son adecuados para ciudades grandes. En los sistemas radiales las líneas de transmisión se separan como dedos desde una o más subestaciones para suministrar energía a varios centros de carga, como rascacielos, centros comerciales y campus universitarios.

3. Líneas de alto voltaje (AV). Conectan las subestaciones principales con las plantas de generación. Las líneas se componen de conductores aéreos o cables subterráneos que operan a voltajes por debajo de 230 kV. En esta categoría también se encuentran las líneas que transmiten energía entre dos sistemas de energía, para incrementar la estabilidad de la red.

4. Líneas de extra alto voltaje (EAV) se utilizan cuando las plantas de generación están muy alejadas de los centros de carga. Estas líneas se ponen en una clase aparte debido a sus propiedades eléctricas especiales. Operan a voltajes de hasta 800 kV y pueden ser de hasta 1000 km de largo.

25.3 Voltajes estándar

Para reducir el costo del equipo de distribución y facilitar su protección, las organizaciones emisoras de normas han establecido varios voltajes estándar o normales para líneas de transmisión. Estas normas, dadas en la tabla 25A, reflejan los diversos voltajes utilizados actualmente en Norteamérica. Los voltajes que tienen el símbolo \square son los voltajes *preferidos*. A menos que se indique lo contrario, todos los voltajes son trifásicos.

25.4 Componentes de una línea de transmisión de alto voltaje

Una línea de transmisión se compone de conductores, aisladores y estructuras de soporte.

1. Conductores. Los conductores para líneas de alto voltaje siempre están desnudos. Se utilizan conductores de cobre trenzados o cable de aluminio con refuerzo de acero (ACSR, por sus siglas en inglés). En general se prefieren conductores ACSR porque dan por resultado una línea más liviana y más económica. Cuando una línea es muy larga se tienen que unir los conductores. Se debe tener especial cuidado de que las uniones tengan una baja resistencia y una gran resistencia mecánica.

2. Aisladores. Los aisladores sirven para soportar y anclar los conductores y para aislarlos de tierra. Por lo general los aisladores son de porcelana, aunque también se utiliza vidrio y otros materiales aislantes.

Desde un punto de vista eléctrico, los aisladores deben ofrecer una alta resistencia a corrientes de fuga su-

perficiales y deben ser suficientemente gruesos para que no se rompan por el alto voltaje que tienen que soportar. Para incrementar la trayectoria de fuga (y por ende la resistencia de fuga) los aisladores se moldean con pliegues en forma de ondas. Desde un punto de vista mecánico, deben ser suficientemente fuertes para soportar el tirón dinámico y el peso de los conductores.

Existen dos tipos principales de aisladores: *aisladores de boquilla* y *aisladores de suspensión* (Figs. 25.2 y 25.3). El aislador tipo boquilla tiene varias capas de porcelana (pliegues) y el conductor está fijo en la par-



Figura 25.2
Vista en corte de un aislador tipo pasador de 69 kV.
BIL: 270 kV; voltaje de salto a 60 Hz en condiciones húmedas: 125 kV.
(Cortesía de Canadian Ohio Brass Co. Ltd.)

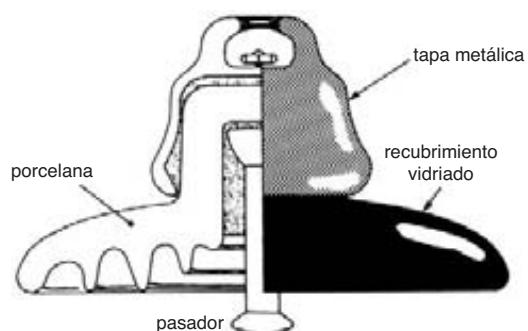


Figura 25.3
Vista en corte de un aislador de suspensión.
Diámetro: 254 mm; BIL: 125 kV, voltaje de salto a 60 Hz bajo condiciones húmedas: 50 kV.
(Cortesía de Canadian Ohio Brass Co. Ltd.)

te superior. Se agrega un sujetador en el aislador para que se pueda atornillar al soporte.

Para voltajes de más de 70 kV se utilizan aisladores de suspensión, encadenados por medio de su casquete y sujetador metálicos. El número de aisladores depende del voltaje: para 110 kV, generalmente se utilizan de 4 a 7; para 230 kV, de 13 a 16. La figura 25.4 muestra una serie de aisladores para una línea de 735 kV. Está compuesta de 4 cadenas en paralelo de 35 aisladores cada una, para proporcionar tanto resistencia mecánica como eléctrica.

3. Estructuras de soporte. La estructura de soporte debe mantener los conductores a una altura segura del suelo y a una distancia adecuada uno de otro. Para voltajes de menos de 70 kV se pueden utilizar postes de madera solos con crucetas, pero para voltajes más altos se utilizan dos postes para crear un armazón en H. La madera se trata con creosota o sales metálicas especiales para evitar que se pudra. Para líneas de volta-

je muy alto se utilizan torres de acero, hechas de vigas angulares de hierro galvanizado atornilladas entre sí.

La separación entre los conductores debe ser suficiente para evitar la formación de arcos en condiciones de ráfagas de viento. La separación se tiene que aumentar conforme se incrementan la distancia entre las torres y los voltajes de línea.

25.5 Construcción de una línea

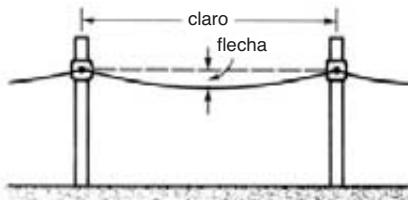
Una vez que se conoce el diámetro del conductor, la altura de los postes y la distancia entre ellos (el claro), se puede dirigir la atención al encadenamiento de los conductores. Un alambre soportado entre dos puntos (Fig. 25.5) no permanece horizontal, sino que se pandea en el medio. La distancia vertical entre la línea recta que une los puntos de soporte y el punto más bajo del conductor se llama *flecha*. Entre más tenso esté el alambre, más pequeña será la flecha.



Figura 25.4

Guardalínea trabajando sin guantes en una línea de 735 kV. Viste un traje conductor especial para que su cuerpo no se vea sometido a las altas diferencias de potencia. En la posición mostrada, su potencial con respecto al suelo es de aproximadamente 200 kV.

(Cortesía de Hydro-Québec)

**Figura 25.5**

Claro y flecha de una línea.

Antes de emprender la instalación de una línea, es importante calcular la flecha adecuada y el tirón mecánico correspondiente. Entre otras cosas, se debe tomar en cuenta la oscilación de la temperatura del verano al invierno porque la longitud del conductor varía con la temperatura. Por lo tanto, si la línea se tiende en el invierno, la flecha no debe ser demasiado grande porque el conductor se alargará aún más con el calor del verano, con el resultado de que la altura libre al suelo podría ya no ser segura. En cambio, si la línea se instala en el verano, la flecha no debe ser demasiado pequeña porque el conductor, al contraerse en el invierno, podría tensarse peligrosamente y romperse. El viento y el aguanieve contribuyen aún más a la fuerza de tracción, lo que también puede hacer que el conductor se rompa (Fig. 25.6).

25.6 Líneas galopantes u oscilantes

Si se acumula aguanieve en una línea durante condiciones de mucho viento, ésta puede comenzar a oscilar. En ciertas condiciones, las oscilaciones pueden ser tan grandes que la línea parece *galopar*. Las líneas galopantes pueden producir cortocircuitos entre fases o romper los conductores. Para eliminar el problema, en ocasiones la línea se equipa con pesas mecánicas especiales para amortiguar las oscilaciones o para evitar que aumenten.

25.7 Efecto corona-interferencia de radio

Los altísimos voltajes utilizados hoy en día producen una descarga eléctrica continua alrededor de los conductores, debido a la ionización local del aire. Esta descarga, o efecto corona, produce pérdidas a todo lo

**Figura 25.6**

Durante el invierno, las torres de acero deben soportar el peso combinado de los conductores y el hielo acumulado.

(Cortesía de Hydro-Québec)

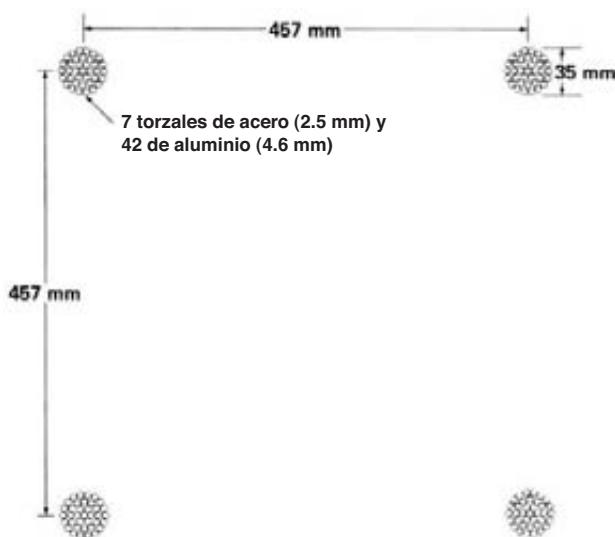
largo de la línea de transmisión. Además, la corona emite ruido de alta frecuencia que interfiere con los receptores de radio y aparatos de televisión cercanos. Para disminuir dicho efecto, se debe reducir el campo eléctrico (V/m) alrededor de los conductores, ya sea incrementando su diámetro o acomodándolos en jueglos de dos, tres o más conductores unidos por fase (vea las figuras 25.7a y 25.7b). Este *arrreglo* de uniones también reduce la reactancia inductiva de la línea, lo que le permite transportar más energía. Esto constituye un importante beneficio adicional.

25.8 Contaminación

El polvo, los ácidos, las sales y otros contaminantes que hay en la atmósfera se depositan en los conductores y reducen sus propiedades aislantes. La contaminación de los aisladores puede producir cortocircuitos durante tormentas o sobrevoltajes momentáneos. Por lo tanto, la posibilidad de la interrupción del servicio y la necesidad

**Figura 25.7a**

El haz de 4 conductores conforma esta fase de una línea trifásica de 735 kV.
(Cortesía de Hydro-Québec)

**Figura 25.7b**

Detalles de haces de conductores.

de limpiar los aisladores periódicamente es una inquietud constante para la compañía de electricidad.

Además de la contaminación, existe el problema de los rayos, los cuales estudiaremos en las siguientes secciones.

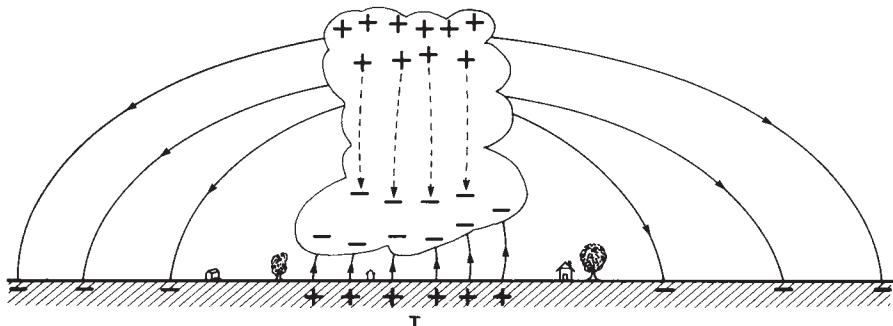
25.9 Rayos o descargas eléctricas

Durante los tiempos de tormentas eléctricas, debido a un proceso que aún no se entiende a cabalidad, ocurre una separación de cargas en el interior de las nubes, de modo que las positivas se mueven a la parte superior de la nube mientras que las negativas permanecen abajo (Fig. 25.8). Esta transferencia de carga eléctrica establece un campo eléctrico adentro de la nube. Además, la carga negativa en la base de la nube repele los electrones libres que hay en el suelo. Por consiguiente, la región T se carga positivamente, por inducción. Se deduce entonces que se establecerá un campo eléctrico y una diferencia de potencial entre la base de la nube y la tierra. Además, existe otro campo eléctrico entre los electrones repelidos de la región T y la carga positiva en la parte superior de la nube.

Entre más cargas positivas se mueven hacia arriba dentro de la nube, el campo eléctrico debajo de ésta se vuelve cada vez más intenso. Finalmente, alcanza un nivel de ionización crítico donde el aire comienza a descomponerse. La ionización ocurre primero en las puntas de los chapiteles de iglesias y en la copa de árboles altos, y en ocasiones produce una luz azulada. Los marineros de la antigüedad observaban esta luz alrededor de los mástiles de sus buques y la bautizaron como fuego de San Elmo.

Cuando el campo eléctrico se vuelve suficientemente intenso, el rayo golpea de repente de la nube a la tierra. Un solo rayo puede implicar una transferencia de carga de 0.2 a 20 coulombs, bajo una diferencia de potencial de varios cientos de millones de volts. La corriente por cada rayo se eleva a un pico en uno o dos microsegundos y disminuye a la mitad de su valor pico en unos 50 μ s. Lo que se ve como un solo rayo, a menudo se compone de varios que se siguen uno a otro en rápida sucesión. El tiempo de descarga total puede durar hasta 200 μ s.

También ocurren descargas entre las cargas positivas y negativas dentro de la nube, en lugar de ocurrir entre su base y el suelo.

**Figura 25.8**

Campos eléctricos creados por una nube de tormenta.

El trueno que se escucha es producido por una onda de presión supersónica, creada por la repentina expansión del aire que rodea el rayo extremadamente caliente.

25.10 Pararrayos en edificios

Los pararrayos más simples son varillas metálicas que sobresalen del punto más alto de un edificio y canalizan la descarga eléctrica hacia un electrodo de tierra por medio de un alambre conductor. Esto evita que la alta corriente pase a través del edificio mismo, lo que podría provocar un incendio o poner en peligro a sus ocupantes. Puede ser muy peligroso tocar un pararrayos y cualquier cosa que esté conectada a él; durante una descarga puede existir un voltaje muy alto entre el sistema protector y la tierra. La razón es que la resistencia entre la varilla en el suelo y el suelo mismo rara vez es de menos de 0.5 ohms. Por lo tanto, una corriente de descarga de 10 kA puede producir un voltaje al tacto momentáneo de 5000 V.

En los sistemas de suministro de electricidad se utilizan pararrayos mucho más sofisticados. Éstos desvían los rayos y las sobrecorrientes de conmutación de alto voltaje al suelo antes de que dañen el costoso y crítico equipo eléctrico.

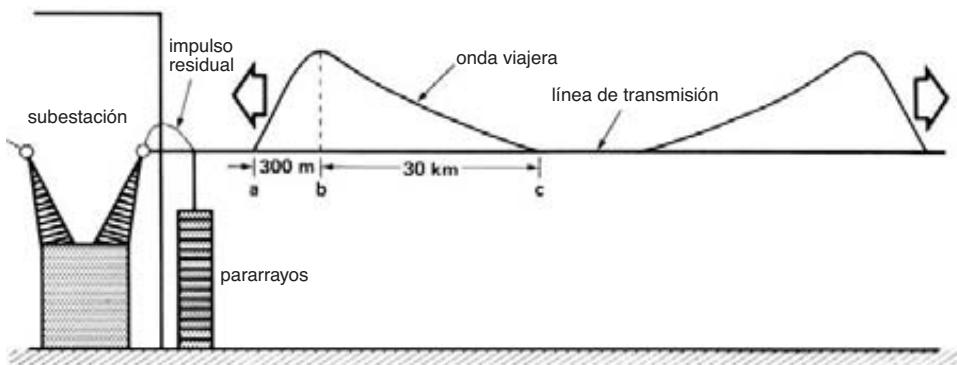
25.11 Rayos y líneas de transmisión

Cuando un rayo impacta directamente una línea de transmisión, deposita una gran carga eléctrica que pro-

duce un enorme sobrevoltaje entre la línea y el suelo. La resistencia dieléctrica del aire es sobrepasada de inmediato y ocurre un salto. La línea se descarga a sí misma y el sobrevoltaje desaparece generalmente en menos de 50 μ s.

Por desgracia, el arco entre la línea y tierra (iniciado por el rayo) produce una trayectoria altamente ionizada que se comporta como un cortocircuito conductor. Por consiguiente, el voltaje de línea de ca normal suministra de inmediato una gran corriente alterna que sigue la trayectoria ionizada. Esta *corriente* puede sostener el arco hasta que los cortacircuitos se abren al final de la línea. El cortacircuito más rápido se abrirá en aproximadamente 1/15 de segundo, lo que es casi 1000 veces más largo que la duración del rayo.

Los impactos directos en una línea de transmisión son raros; los rayos casi siempre impactan el cable pararrayos que protege la línea. En el último caso, aún se acumula en la línea una carga local que produce un sobrevoltaje local muy alto. Esta carga concentrada se divide de inmediato en dos ondas que se mueven velozmente en direcciones opuestas casi a la velocidad de la luz (300 m/ μ s). La altura de la onda de impulso representa la magnitud del sobrevoltaje que existe de un punto a otro entre la línea y el suelo (Fig. 25.9). El voltaje pico (correspondiente a la cresta de la onda) puede alcanzar uno o dos millones de volts. El frente de ondas **ab** está concentrado a lo largo de aproximadamente 300 m, en tanto que la cola **bc** puede alargarse a varios kilómetros.

**Figura 25.9**

Flujo de una carga eléctrica a lo largo de una línea de transmisión.

La onda también representa el valor punto a punto de la corriente que fluye en la línea. Para la mayoría de las líneas aéreas, la relación entre el sobrevoltaje y la sobrecorriente corresponde a una resistencia de aproximadamente $400\ \Omega$. Por lo tanto, un sobrevoltaje de 800 000 V en un punto dado está acompañado por una sobrecorriente local de $800\ 000/400 = 2000\ A$.

A medida que la onda viaja por la línea, las pérdidas I^2R y por efecto corona hacen que se aplane gradualmente, y el pico del sobrevoltaje disminuye.

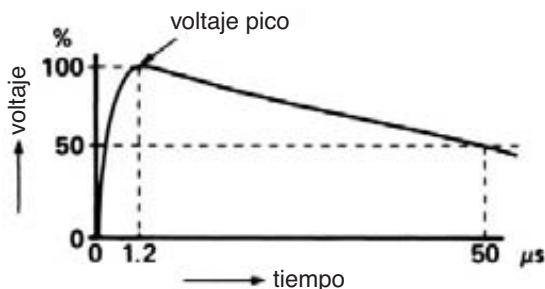
Si la onda encuentra un aislador de línea, éste se verá sometido brevemente a un violento sobrevoltaje. La duración del sobrevoltaje es iguala al tiempo que se requiere para que la onda pase más allá del aislador. El voltaje se eleva de su valor nominal a varios cientos de kilovolts en aproximadamente $1\ \mu s$, lo que corresponde a la longitud del frente de onda ab. Si el aislador no puede soportar este sobrevoltaje, saltará y la corriente subsiguiente resultante activará los cortacircuitos. Por otra parte, si el aislador no falla, la onda continuará viajando por la línea hasta llegar a una subestación. Es aquí donde la onda de impulso puede causar estragos. Los devanados de los transformadores, los condensadores sincrónicos, los reactores, etc., se dañan seriamente cuando se descargan a tierra. Se incurre en costosas reparaciones e incluso suspensiones más costosas cuando los aparatos están fuera de servicio. El sobrevoltaje también puede dañar los cortacircuitos, interruptores, aisladores y relevadores que conforman una subestación. Para reducir el voltaje de impulso en el equipo de una planta, se deben instalar pararrayos en todas las líneas entrantes.

Los pararrayos están diseñados para recortar todos los picos de voltaje que excedan un nivel especificado, por ejemplo, 400 kV. A su vez, el equipo de la subestación está diseñado para soportar un voltaje de impulso de, digamos, 550 V, es decir, mucho más alto que el voltaje de *recorte del pararrayos*. En consecuencia, si un sobrevoltaje de 1000 kV entra a una subestación, el pararrayo para 400 kV desvía a tierra una parte sustancial de la oleada de energía. La onda de impulso residual que logra pasar más allá del pararrayo tiene un pico de sólo 400 kV. Este impulso no dañará el equipo de la estación construido para soportar un impulso de 550 kV.

25.12 Nivel de aislamiento contra voltajes impulsivos básicos (BIL, por sus siglas en inglés)

¿Cómo reaccionan los materiales aislantes a los voltajes de impulso? Se han realizado pruebas que han demostrado que la capacidad de soportarlos se incrementa sustancialmente cuando se aplican voltajes durante períodos muy breves. Para ilustrar esto, supongamos que deseamos probar un aislante en un transformador, aplicando un voltaje sinusoidal a 60 Hz entre los devanados y tierra. Conforme aumentamos lentamente el voltaje, llegaremos a un punto donde ocurre la ruptura. Supongamos que el voltaje de ruptura es de 46 kV (RMS) o cresta de 65 kV.

Por otra parte, si aplicamos un voltaje de impulso de cd de duración extremadamente corta entre los devana-

**Figura 25.10**

Forma estándar de un voltaje de impulso utilizado para determinar la clasificación BIL de un equipo eléctrico.

dos y tierra, veremos que se requiere cerca de dos veces el voltaje pico (o 130 kV) para que el aislante se rompa. Se observa el mismo fenómeno en el caso de aisladores de suspensión, manguitos aisladores, entrehierros, etc., excepto que la relación entre el voltaje de impulso y el voltaje de ca cresta se approxima más a 1.5.

Por cuestiones de estandarización y para permitir una comparación entre la capacidad de soportar impulsos de dispositivos similares, las organizaciones emisoras de normas de seguridad han definido la forma y valores cresta de varias ondas de impulso. La figura 25.10 muestra una de estas ondas de impulso estándar. Alcanza su pico después de 1.2 μ s y disminuye a la mitad del pico en 50 μ s. El voltaje pico tiene un conjunto de valores que oscilan entre 30 kV y 1550 kV (vea la tabla 25B).

aislador, etc.) que pueda soportar una onda de 1.2×50 microsegundos de 900 kV posee un *nivel de aislamiento contra impulso básico* (o BIL) de 900 kV. La figura 25.11 muestra una cadena de aisladores sometida a una prueba de impulso BIL.

El BIL de un dispositivo casi siempre es varias veces más alto que su voltaje de ca de operación nominal. Por ejemplo, las normas especifican que un transformador de distribución de 69 kV debe tener un BIL de 350 kV. Sin embargo, no existe ninguna relación especial entre el BIL y el voltaje nominal. Conforme aumenta el BIL se debe incrementar la cantidad de aislamiento, lo que, a su vez, incrementa el tamaño y costo del equipo.

En conclusión, el voltaje pico al que comienza a conducir un pararrayos siempre debe ser más bajo que el BIL del equipo que debe proteger.

25.13 Conductores de tierra (líneas de guarda o blindaje)

En la figura 25.6 podemos ver dos conductores desnudos soportados en la parte superior de las torres de las líneas de transmisión. Estos conductores, llamados *conductores de tierra*, están pensados para proteger la línea e interceptar los rayos para que no impacten los conductores de corriente que están abajo. Los conductores de tierra normalmente no conducen corriente, así que a menudo son de acero. Están conectados a tierra en cada torre.

25.14 Conexión a tierra de las torres

Los torres de líneas de transmisión siempre están sólidamente conectadas a tierra. Se tiene un gran cuidado para garantizar que la resistencia del suelo sea baja. De hecho, cuando un rayo impacta una línea provoca un repentino aumento de voltaje en los aisladores a medida que la corriente del rayo se descarga a tierra. Este aumento de voltaje puede producir saltos en los aisladores y una consecuente paralización de la línea, como se demuestra mediante el ejemplo siguiente.

Ejemplo 25-1

Una línea de transmisión trifásica de 69 kV que tiene un BIL de 300 kV está soportada por varias torres de acero y protegida por un cortacircuito (Fig. 25.12). La resistencia de tierra en cada torre es de 20Ω , mientras que el neutro de la línea de transmisión está sólidamente conectado a tierra en el transformador justo detrás del cortacircuito.

TABLA 25B VOLTAJES PICO TÍPICOS PARA PRUEBAS BIL DE $1.2 \times 50 \mu$ s

Valores en kilovolts		
1550	825	250
1425	750	200
1300	650	150
1175	550	110
1050	450	90
900	350	30

El voltaje pico se utiliza para especificar el nivel de aislamiento contra impulso básico (BIL) del equipo. Por lo tanto, se dice que una pieza de equipo (transformador, aislador, capacitor, resistor, manguito

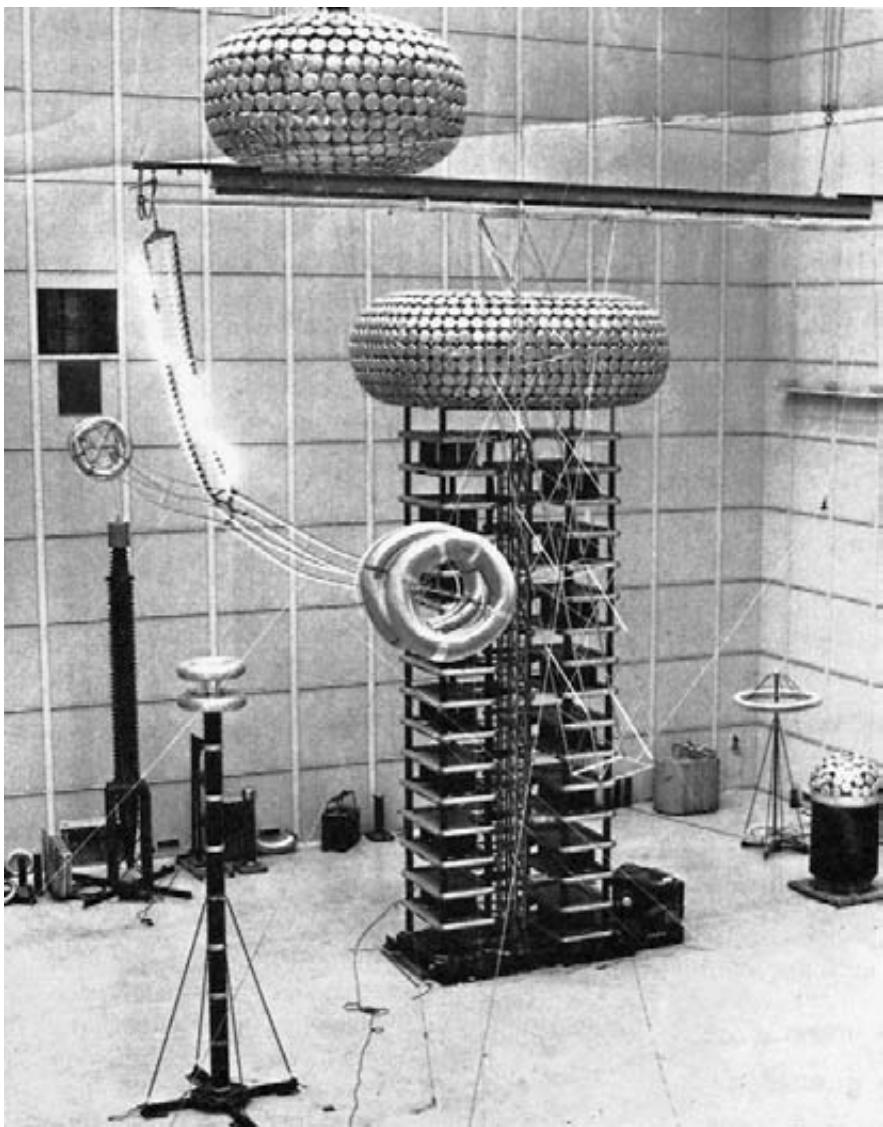


Figura 25.11

Un impulso de 4 000 000 V provoca un salto a través de una cadena de aisladores para 500 kV y 60 Hz. Estas pruebas de impulso incrementan la confiabilidad del equipo en el campo. El poderoso generador de impulsos en el centro de la foto tiene 24 m de altura y puede suministrar 400 kJ de energía a un potencial de 6.5 MV.

(Cortesía de IREQ)

Durante una tormenta eléctrica, una de las torres es alcanzada por un rayo de 20 kA.

- Calcule el voltaje a través de cada cadena de aisladores en condiciones normales
- Describa la secuencia de eventos durante y después del impacto del rayo

Solución

- En condiciones normales, el voltaje de línea a neutro es $69 \text{ kV}/\sqrt{3} = 40 \text{kV}$ y la corriente que fluye en la resistencia de tierra de las torres es cero. Por consiguiente, la torre de acero está al mismo potencial que la tierra. Entonces el voltaje pico a través de cada cadena de aisladores (línea a torre) es $40\sqrt{2} = 57 \text{ kV}$.
- Cuando el rayo golpea la torre, el voltaje a través de la resistencia de tierra salta de repente a $20 \text{kA} \times 20 \Omega = 400 \text{kV}$. Por lo tanto, el voltaje entre la torre y la tierra sólida es de 400 kV, y la diferencia de potencial a través de las tres cadenas de aisladores salta al mismo valor. Como este impulso excede el BIL del aislador de 300 kV, inmediatamente ocurre un salto a través de los aisladores que pone en cortocircuito las tres líneas con la cruceta de acero. El cortocircuito trifásico resultante iniciado por el rayo continuará siendo alimentado y sostenido por una fuerte corriente proveniente de la fuente trifásica. Esta corriente

de cortocircuito I_{sc} disparará el cortacircuito y producirá una paralización o salida de operación de línea.

En vista de los muchos consumidores afectados por esta interrupción de la carga, tratamos de limitar el número de paralizaciones asegurando una baja resistencia entre las torres y tierra. En este ejemplo, si la resistencia de la torre hubiera sido de 10Ω en lugar de 20Ω , el voltaje de impulso a través de los aisladores se habría elevado a 200 kV y no habría ocurrido ningún salto.

Tome en cuenta que las corrientes de los rayos de 20 kA son bastante frecuentes y duran sólo unos cuantos microsegundos.

Otra forma de evitar la paralización de la línea es utilizar un cortacircuito que se vuelve a cerrar automáticamente unos cuantos ciclos después de que se activa. Para ese momento la perturbación provocada por el rayo habrá desaparecido y se podrá reanudar la operación normal del sistema.

25.15 Objetivos fundamentales de una línea de transmisión

El propósito fundamental de una línea de transmisión o de distribución no sólo es transportar potencia activa (kilowatts) de un punto a otro. También tiene

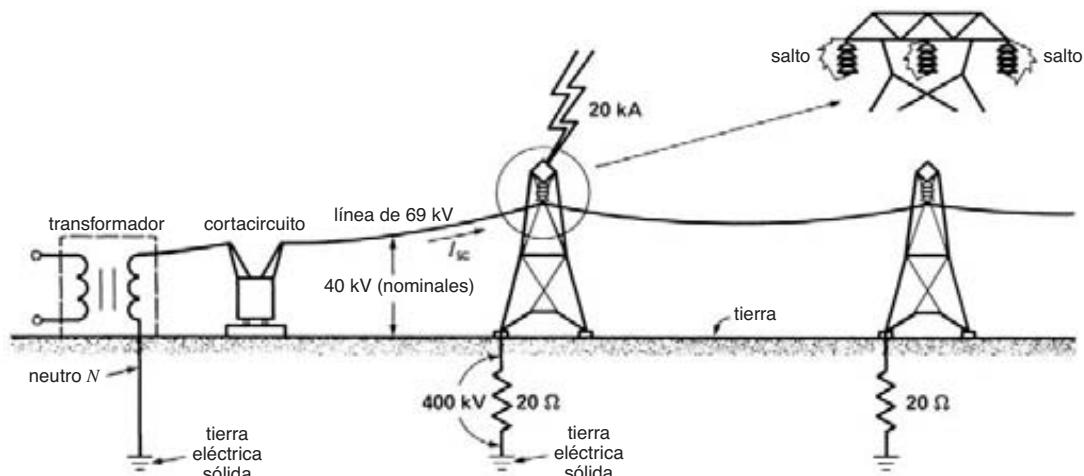


Figura 25.12

Salto producido por un rayo conforme fluye hacia tierra.

que transportar potencia reactiva; ésta deberá mantenerse tan pequeña como sea posible. Además, la línea de transmisión debe poseer las siguientes características básicas:

1. El voltaje debe permanecer tan constante como sea posible a todo lo largo de la línea, desde la fuente hasta la carga, y con todas las cargas entre cero y la carga nominal
2. Las pérdidas en la línea deben ser pequeñas para alcanzar una alta eficiencia de transmisión
3. Las pérdidas eléctricas I^2R no deben sobre-calentar los conductores

Si la línea no puede satisfacer los requerimientos anteriores por sí sola, se debe agregar equipo suplementario, como capacitores e inductores, hasta que se satisfagan los requerimientos.

25.16 Circuito equivalente de una línea

A pesar de sus grandes diferencias en cuanto a capacidad de potencia, niveles de voltaje, longitudes y construcción mecánica, las líneas de transmisión poseen propiedades eléctricas similares. De hecho, una línea de ca posee una resistencia R , una reactancia inductiva X_L y una reactancia capacitiva X_C . Estas impedancias están distribuidas uniformemente a todo lo largo de la línea; por consiguiente, podemos representar la línea mediante una serie de secciones idénticas, como se muestra en la figura 25.13. Cada sección representa una parte de la línea (1 km, por ejemplo) y los elementos r , x_L , x_C representan las impedancias que corresponden a esta longitud unitaria.

Podemos simplificar el circuito de la figura 25.13 concentrando las resistencias individuales r para obtener una resistencia total R . Del mismo modo obtenemos una reactancia inductiva total X_L igual a la suma de reactancias individuales x_L . Asimismo, la reactan-

cia capacitiva total X_C es igual a la suma de las reactancias x_C , excepto que están conectadas en paralelo. Es conveniente suponer que la reactancia capacitiva total X_C de la línea se compone de dos partes, cada una con un valor $2x_C$ localizadas en cada extremo de la línea. El circuito equivalente resultante de la figura 25.14 es una buena aproximación de cualquier línea de transmisión eléctrica a 50 o 60 Hz, siempre que su longitud sea de menos de 250 km. Observe que R y X_L se incrementan conforme aumenta la longitud de la línea, en tanto que X_C disminuye a medida que desciende la longitud.

El circuito equivalente de la figura 25.14 también se puede utilizar para representar una fase de una línea trifásica. La corriente I corresponde a la corriente real que fluye en un conductor y E es el voltaje entre el mismo conductor y el neutro.

25.17 Valores de impedancia típicos

La tabla 25C muestra valores típicos de las reactancias inductiva y capacitativa por kilómetro para líneas de transmisión típicas que operan a 60 Hz. De manera sorprendente, las impedancias respectivas por longitud unitaria son razonablemente constantes para todas las líneas aéreas. Por lo tanto, x_L es de aproximadamente $0.5 \Omega/\text{km}$ y x_C es de casi $300\,000 \Omega\cdot\text{km}$, ya sea que el voltaje de la línea de transmisión sea

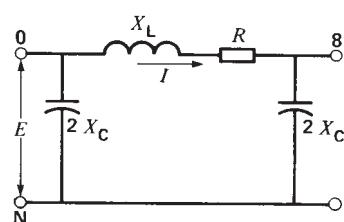


Figura 25.14
Circuito concentrado equivalente de una línea de transmisión.

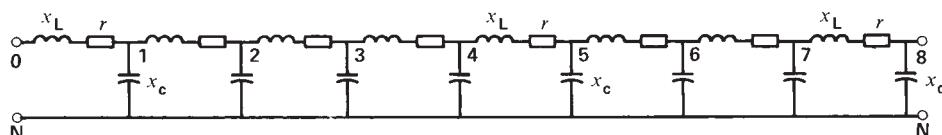


Figura 25.13
Impedancia distribuida de una línea de transmisión.

alto o bajo, o ya sea que la potencia sea grande o pequeña.

Tipo de línea	$x_L [\Omega]$	$x_C [\Omega]$
Línea aérea	0.5	300 000
Cable subterráneo	0.1	3 000

Se puede decir lo mismo de los cables subterráneos, excepto que las reactancias inductiva y capacitativa de los cables trifásicos son mucho más pequeñas. Por lo tanto, x_C es casi cien veces más pequeña que la de las líneas aéreas, en tanto que x_L es aproximadamente cinco veces más pequeña. Este hecho tiene una influencia directa en la distancia máxima a la que se puede transmitir potencia de ca a través de un cable.

La resistencia r por longitud unitaria depende del diámetro del conductor. Sin embargo, el diámetro varía dentro de un rango tan amplio que es imposible asignar un valor típico a r . La tabla 25D proporciona la resistencia y la capacidad en amperes para varios conductores aéreos.

Ejemplo 25-2

Una línea de transmisión trifásica de 230 kV y 50 km de largo consta de tres conductores ACSR cuya sección transversal es de 1000 kcmil. El voltaje de la fuente es de 230 kV (línea a línea) y el de la carga es de 220 kV.

- Determine el circuito equivalente, por fase.
- Trace el circuito equivalente de la línea trifásica.

Solución

- Recurriendo a las tablas 25C y 25D, las impedancias aproximadas en la línea por unidad de longitud son

$$r = 0.065 \Omega/\text{km}$$

$$X_L = 0.5 \Omega/\text{km}$$

$$X_C = 300 \text{ k}\Omega\cdot\text{km}$$

Las impedancias en la línea, *por fase*, son

$$R = 0.065 \times 50 = 3.25 \Omega$$

$$X_L = 0.5 \times 50 = 25 \Omega$$

$$X_C = 300 000/50 = 6000 \Omega$$

La reactancia capacitiva en cada extremo de la línea es

$$2 X_C = 2 \times 6000 = 12 \text{ k}\Omega$$

El voltaje por fase es $230/\sqrt{3} = 133 \text{ kV}$ en la fuente y $220/\sqrt{3} = 127 \text{ kV}$ en la carga. El circuito equivalente por fase se muestra en la figura 25.15.

- El circuito equivalente completo de la línea trifásica se muestra en la figura 25.16. Observe que la capacitancia en la línea actúa como si estuviera compuesta por seis capacitores conectados entre las líneas y tierra. Esta configuración de circuito es válida aun cuando los neutros de la fuente y la

TABLA 25D RESISTENCIA Y AMPERICIDAD DE ALGUNOS CONDUCTORES AÉREOS DESNUDOS

Diámetro del conductor		Resistencia por conductor a 75 °C		Ampericidad al aire libre*	
AWG	Sección transversal [mm ²]	Cobre [Ω/km]	ACSR [Ω/km]	Cobre [A]	ACSR [A]
10	5.3	3.9	6.7	70	—
7	10.6	2.0	3.3	110	—
4	21.1	0.91	1.7	180	140
1	42.4	0.50	0.90	270	200
3/0	85	0.25	0.47	420	300
300 kcmil	152	0.14	0.22	600	500
600 kcmil	304	0.072	0.11	950	750
1000 kcmil	507	0.045	0.065	1300	1050

*La ampericidad indicada es la máxima que se puede utilizar sin debilitar el conductor por sobrecalentamiento. En la práctica, la corriente de línea real puede ser de sólo 25 por ciento del valor indicado.

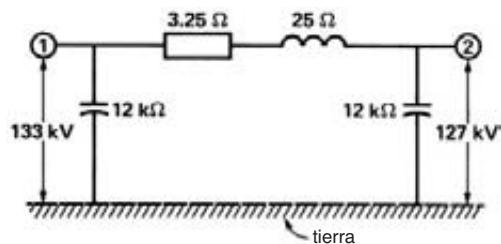


Figura 25.15
Círculo equivalente de una fase (ejemplo 25-2).

carga no estén conectados a tierra. El resultado es que el voltaje a través de cada capacitor está dado por $E_c = E/\sqrt{3}$, donde E es el voltaje de línea respectivo en la fuente o carga. Por lo tanto, sabiendo que el voltaje de línea es de 230 kV en la fuente y de 220 kV en la carga, los voltajes a través de los capacitores respectivos son

$$E_{CS} = 230\sqrt{3} = 133 \text{ kV}$$

$$E_{CL} = 220\sqrt{3} = 127 \text{ kV}$$

25.18 Simplificación del circuito equivalente

Con frecuencia podemos simplificar el circuito equivalente de una línea de transmisión eliminando uno,

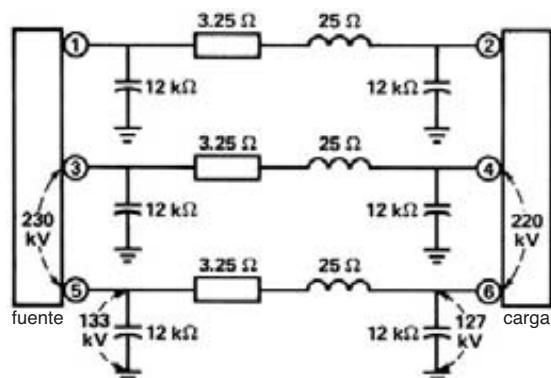


Figura 25.16
Círculo equivalente de una línea trifásica.

dos o todos los elementos mostrados en la figura 25.14. La validez de esta simplificación depende de la magnitud relativa de las potencias activa y reactiva P_J , Q_L , Q_C asociadas con la línea, comparada con la potencia activa P que suministra a la carga. De acuerdo con la figura 25.17, estas potencias son

P = potencia activa absorbida por la carga

$P_J = I^2R$, potencia activa disipada en la línea

$Q_L = I^2X_L$, potencia reactiva absorbida por la línea

$Q_C = E^2/X_C$, potencia reactiva generada por la línea (damos por hecho que las magnitudes de la fuente y la carga son iguales)

Con excepción de P , estas potencias son proporcionales a la longitud de la línea. Si una de ellas — P_J , Q_L o Q_C — es insignificante comparada con la potencia activa P , podemos omitir el elemento de circuito correspondiente que la produce.

Por ejemplo, las líneas de bajo voltaje siempre son cortas y como el voltaje es bajo, E^2/X_C siempre es insignificante. Por consiguiente, las líneas de bajo voltaje se pueden representar mediante el circuito de la figura 25.18. Si el conductor es pequeño, como el alambrado eléctrico de una casa, predomina la resistencia y también se puede omitir la parte inductiva de la figura 25.18.

En cambio, las líneas de extra alto voltaje siempre son largas, así que las potencias reactivas asociadas con la capacitancia y la inductancia de la línea se vuelven importantes. Además, como la eficiencia es alta, entonces las pérdidas I^2R son pequeñas. En consecuencia, el circuito equivalente se puede representar mediante el circuito de la figura 25.19.

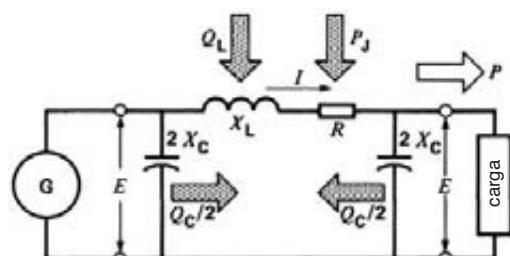
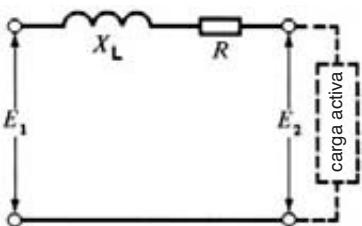
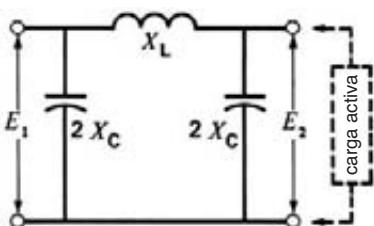


Figura 25.17
Potencias activa y reactiva de una línea de transmisión.

**Figura 25.18**

Círculo equivalente de una línea de bajo voltaje corta.

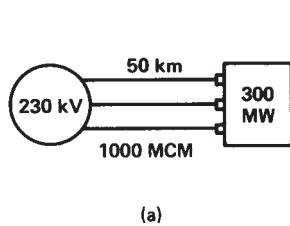
**Figura 25.19**

Círculo equivalente de una línea de alto voltaje larga.

En general, las líneas de mediano y alto voltaje se pueden representar mediante una reactancia inductiva simple. Utilizaremos este dato al desarrollar las propiedades de líneas de transmisión.

Ejemplo 25-3

La línea de transmisión mostrada en la figura 25.16 suministra 300 MW a la carga trifásica. Si el voltaje de línea tanto en el extremo transmisor (fuente) como en el extremo receptor (carga) es de 230 kV, determine lo siguiente:

**Figura 25.20**

Simplificación progresiva de una línea de 735 kV (ejemplo 25-3).

- Las potencias activa y reactiva asociadas con la línea
- El circuito equivalente aproximado, por fase

Solución

Recurriendo a la figura 25.20a, tenemos

- El voltaje de línea a neutro en la carga es

$$E = 230/\sqrt{3} = 133 \text{ kV}$$

La potencia activa transmitida a la carga por fase es

$$P = 300 \text{ MW}/3 = 100 \text{ MW}$$

La corriente en la carga es

$$I = 100 \text{ MW}/133 \text{ kV} = 750 \text{ A}$$

Si omitimos temporalmente la presencia del capacitor de $12 \text{ k}\Omega$ en paralelo con la carga, la corriente en la línea es igual a la corriente en la carga (Fig. 25.20b). Las pérdidas eléctricas I^2R en la línea son

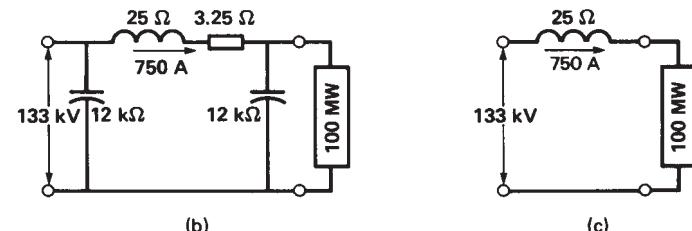
$$\begin{aligned} P_J &= I^2R = 3.25 \times 750^2 \\ &= 1.83 \text{ MW} \quad (1.8 \text{ por ciento de } P) \end{aligned}$$

La potencia reactiva absorbida por la línea es

$$\begin{aligned} Q_L &= I^2X_L = 25 \times 750^2 \\ &= 14.1 \text{ Mvar} \quad (14 \text{ por ciento de } P) \end{aligned}$$

La potencia reactiva generada por la línea en cada extremo es

$$\begin{aligned} Q &= E^2/X_C = 133000^2/12000 \\ &= 1.47 \text{ Mvar} \end{aligned}$$



La potencia reactiva total generada por la línea es

$$\begin{aligned} Q_C &= 2 \times 1.47 \\ &= 3 \text{ Mvar (3 por ciento de } P) \end{aligned}$$

- b. Comparando los valores relativos de P_J , Q_L , Q_C y P , está claro que podemos omitir la resistencia y la capacitancia de la línea. El circuito equivalente resultante es una reactancia inductiva simple de 25Ω (Fig. 25.20c).

25.19 Regulación del voltaje y capacidad de transmisión de energía de las líneas de transmisión

La regulación del voltaje y la capacidad de manejo de energía son dos características importantes de una línea de transmisión. Por lo tanto, el voltaje de una línea de transmisión debe permanecer tan constante como sea posible, incluso en condiciones de carga variable. Ordinariamente, la regulación del voltaje desde cero hasta plena carga no debe exceder de $\pm 5\%$ del voltaje nominal (aun cuando en ocasiones podemos aceptar una regulación de hasta $\pm 10\%$).

En cuanto a la capacidad de manejo de energía, puede sorprender que una línea de transmisión sólo puede suministrar determinada cantidad de energía. La energía que puede ser transportada de la fuente a la carga depende de la impedancia de la línea. Nos interesa principalmente la potencia activa de transmisión porque sólo ésta puede realizar trabajo útil. Para determinar la regulación del voltaje y establecer su capacidad de transmisión de potencia, a continuación examinaremos cuatro tipos de líneas:

1. Línea resistiva
2. Línea inductiva
3. Línea inductiva con compensación
4. Línea inductiva que conecta dos grandes sistemas

En nuestro análisis las líneas conectan una carga (o receptor) R a una fuente (o transmisor) S . La carga puede tener todos los valores de impedancia posibles, desde la condición sin carga hasta la condición en cortocircuito. Sin embargo, sólo nos interesa la potencia activa que puede transmitir la línea. Por consiguiente,

la carga se puede representar mediante una resistencia variable que absorbe una potencia P . El voltaje E_S del transmisor es fijo, pero el voltaje E_R del receptor depende de la potencia absorbida por la carga.

25.20 Línea resistiva

La línea de transmisión de la figura 25.21a posee una resistencia R . Comenzando con un circuito abierto, reducimos gradualmente la resistencia de la carga hasta que llega a cero. Durante este proceso observamos el voltaje E_R del receptor a través de la carga, así como también la potencia activa P que absorbe. Si se dieran valores numéricos, algunos cálculos simples nos permitirían trazar una gráfica de E_R como una función de P . Sin embargo, preferimos utilizar una curva generalizada que muestre la relación entre E_R y P para cualquier línea de transmisión que tenga una resistencia R arbitraria.

La forma generalizada de esta gráfica se da en la figura 25.21b y revela la siguiente información:

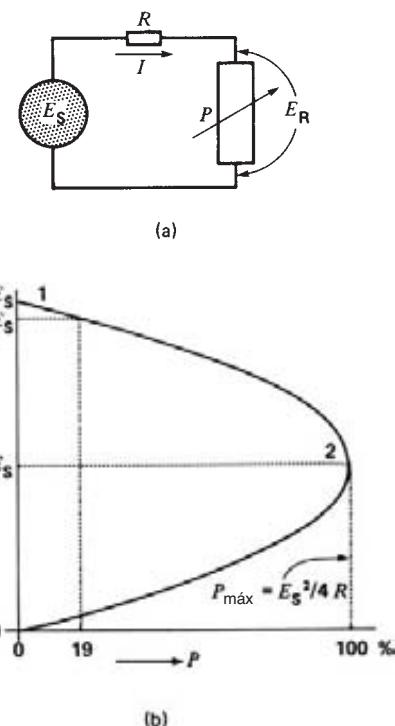


Figura 25.21
Características de una línea resistiva.

- a. Existe un límite superior para la potencia que la línea puede transmitir a la carga. De hecho,

$$P_{\max} = E_S^2 / 4 R \quad (25.1)$$

y este máximo se alcanza cuando el voltaje del receptor es

$$E_R = 0.5 E_S$$

- b. La potencia suministrada a la carga es máxima cuando la impedancia de ésta es igual a la resistencia de la línea.
- c. Si permitimos una regulación máxima de 5 por ciento ($E_R = 0.95 E_S$), la gráfica muestra que la línea puede conducir una carga de sólo 19 por ciento de P_{\max} . La línea podría transmitir más potencia, pero el voltaje E_R del cliente o consumidor sería entonces muy bajo.

Observe que el transmisor puede suministrar la potencia P absorbida por la carga, más las pérdidas eléctricas I^2R en la línea.

Ejemplo 25-4

Una línea de transmisión monofásica cuya resistencia es de 10Ω está conectada a un voltaje de transmisor fijo de 1000 V.

Calcule

- a. La potencia máxima que la línea puede transmitir a la carga
b. La potencia en el receptor con un voltaje en éste de 950 V

Solución

- a. La potencia máxima que se puede transmitir es

$$\begin{aligned} P_{\max} &= E_S^2 / 4 R \\ &= 1000^2 / (4 \times 10) \\ &= 25 \text{ kW} \end{aligned}$$

- b. Cuando $E_R = 950 \text{ V}$, la caída de voltaje en la línea es

$$E_S - E_R = 1000 - 950 = 50 \text{ V}$$

La corriente en la línea es, por consiguiente,

$$\begin{aligned} I &= (E_S - E_R) / R = 50 / 10 \\ &= 5 \text{ A} \end{aligned}$$

La potencia en el receptor es

$$\begin{aligned} P &= E_S I = 950 \times 5 = 4750 \text{ W} \\ &= 4.75 \text{ kW} \end{aligned}$$

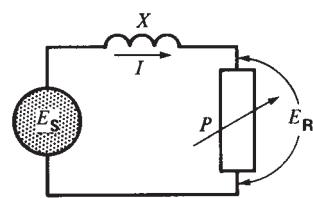
Observe que $4.75 \text{ kW} / 25 \text{ kW} = 0.19$, o 19%, que es el porcentaje pronosticado por la curva de la figura 25.21b.

25.21 Línea inductiva

Consideremos ahora una línea que tiene una resistencia insignificante, pero que posee una reactancia inductiva X (Fig. 25.22a). El receptor opera nuevamente con un factor de potencia unitario, por lo que se puede representar mediante una resistencia variable que absorbe una potencia P . Como en el caso de una línea resistiva, el voltaje E_R disminuye conforme se incrementa la carga, pero la curva de regulación tiene una forma diferente (Fig. 25.22b). De hecho, la gráfica generalizada de E_R como una función de P revela la siguiente información:

- a. La línea puede transmitir una potencia máxima a la carga dada por

$$P_{\max} = E_S^2 / 2 X \quad (25.2)$$



(a)

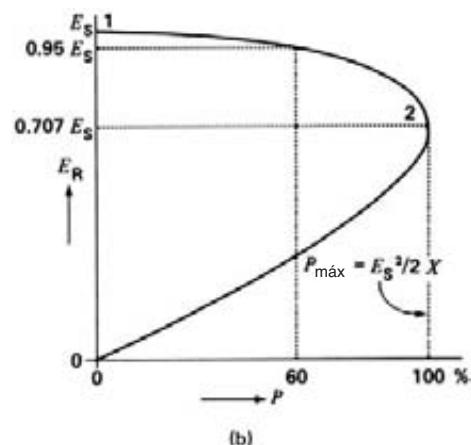


Figura 25.22
Características de una línea inductiva.

El voltaje del receptor correspondiente es

$$E_R = 0.707 E_S$$

Por lo tanto, con una impedancia de línea y voltaje del transmisor dados, la línea reactiva puede suministrar dos veces más potencia que una línea resistiva (compare $P = E_S^2/2X$ y $P = E_S^2/4R$).

- b. La potencia suministrada a la carga es máxima cuando la resistencia de la carga es igual a la reactancia de la línea.
- c. Si permitimos nuevamente una regulación máxima de 5 por ciento, la gráfica muestra que la línea puede transmitir una carga que es 60 por ciento de $P_{\text{máx}}$. Así pues, con una impedancia de línea dada y una regulación de 5 por ciento, la línea inductiva puede transmitir seis veces la potencia activa que transmite la línea resistiva.

El transmisor tiene que suministrar la potencia activa P consumida por la carga más la potencia reactiva I^2X absorbida por la línea.

Ejemplo 25-5

Una línea de transmisión monofásica que tiene una reactancia inductiva de 10Ω está conectada a un voltaje de transmisor fijo de 1000 V.

Calcule

- a. La potencia activa máxima que la línea puede suministrar a una carga resistiva
- b. El voltaje del receptor correspondiente
- c. La potencia en el receptor cuando el voltaje de éste es de 950 V

Solución

- a. La potencia máxima que se puede transmitir a la carga es

$$\begin{aligned} P_{\text{máx}} &= E_S^2/2X \\ &= 1000^2/2 \times 10 \\ &= 50 \text{ kW} \end{aligned}$$

- b. De acuerdo con la figura 25.22b, el voltaje del receptor a potencia máxima es

$$\begin{aligned} E_R &= 0.707 E_S = 0.707 \times 1000 \\ &= 707 \text{ V} \end{aligned}$$

- c. Para calcular la potencia en el receptor cuando $E_R = 950 \text{ V}$, primero calculamos el valor de la

corriente I . Considerando $E_R = 950 \text{ V}$ como el fasor de referencia, trazamos el diagrama fasorial del circuito de la figura 25.23.

La corriente I está en fase con E_R porque la carga es resistiva. Además, podemos escribir

$$\begin{aligned} E_S &= E_R + jIX \\ &= 950 + 10jI \end{aligned}$$

Esta ecuación corresponde al diagrama fasorial de la figura 25.24. Con base en este diagrama, podemos escribir

$$\begin{aligned} E_S^2 &= E_R^2 + (10I)^2 \\ 1000^2 &= 950^2 + 100I^2 \end{aligned}$$

por lo que

$$I = \sqrt{975} = 31.22 \text{ A}$$

Por lo tanto, la potencia suministrada al receptor es

$$\begin{aligned} P &= E_S I = 950 \times 31.22 \\ &= 29.66 \text{ kW} \end{aligned}$$

Observe que 29.66 kW son iguales al 60 por ciento de $P_{\text{máx}}$ (50 kW) como lo pronosticó la curva de la figura 25.22.

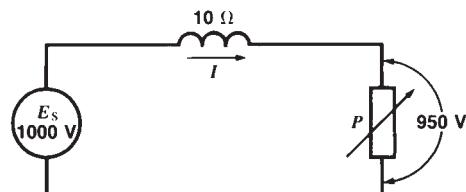


Figura 25.23

Vea el ejemplo 25-5.

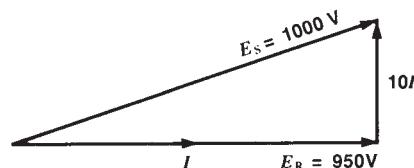


Figura 25.24

Vea el ejemplo 25-5.

25.22 Línea inductiva compensada

Podemos mejorar la regulación y capacidad de manejo de potencia de una línea inductiva agregándole una reactancia capacitativa variable X_C a través de la carga (Fig. 25.25a). De hecho, podemos obtener una regulación perfecta ajustando el valor de X_C de modo que la potencia reactiva E_S^2/X_C suministrada por el capacitor sea en *todo* momento igual a la *mitad* de la potencia reactiva I^2X absorbida por la línea. Para esta línea compensada, el valor del voltaje E_R del receptor siempre será igual al voltaje E_S del transmisor, independientemente de la potencia P absorbida por la carga.

Sin embargo, aún existe un límite superior para la potencia que la línea puede transmitir. Un análisis detallado muestra que podemos mantener un voltaje constante en la carga ($E_R = E_S$) hasta un máximo de

$$P_{\max} = E_S^2/X \quad (25.3)$$

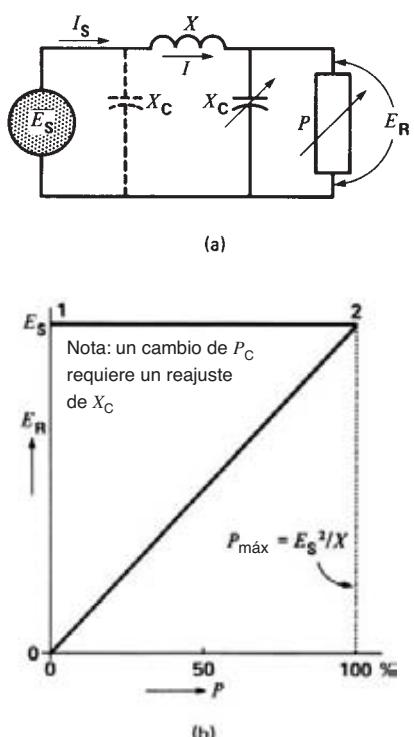


Figura 25.25
Características de una línea inductiva compensada.

Más allá de este límite, E_R disminuye gradualmente a cero en una línea diagonal, como se muestra en la gráfica de la figura 25.25b. Observe lo siguiente:

- La regulación del voltaje es perfecta hasta que la potencia en la carga alcanza el valor límite $P_{\max} = E_S^2/X$.
- La línea inductiva compensada puede suministrar dos veces la potencia (P_{\max}) que puede suministrar una línea no compensada. Además, tiene la ventaja de mantener un voltaje constante en la carga.

El capacitor X_C suministra la mitad de la potencia reactiva I^2X_L absorbida por la línea; la mitad restante es suministrada por el transmisor E_S . Si es necesario, podemos agregar un segundo capacitor X_C (línea punteada en la Fig. 25.25a) en la entrada de la línea. Entonces, la fuente sólo tiene que suministrar la potencia activa P , mientras que la potencia reactiva es suministrada por los capacitores en ambos extremos.

Ejemplo 25-6

Una línea monofásica posee una reactancia inductiva X de 10Ω y está conectada a un voltaje de transmisor fijo de 1000 V . Si está totalmente compensada, calcule lo siguiente:

- La potencia activa máxima que la línea puede suministrar a una carga resistiva
- La reactancia capacitativa que se debe instalar en el lado del receptor, en (a)
- La reactancia capacitativa que se debe instalar en el lado del receptor cuando la potencia activa es de 40 kW

Solución

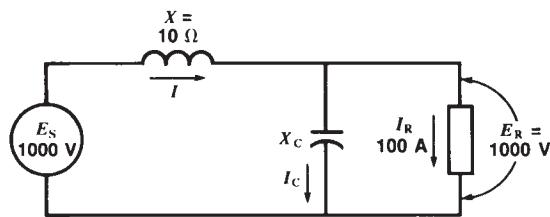
- La potencia máxima que se puede transmitir al receptor es

$$\begin{aligned} P_{\max} &= E_S^2/X = 1000^2/10 \\ &= 100 \text{ kW} \end{aligned}$$

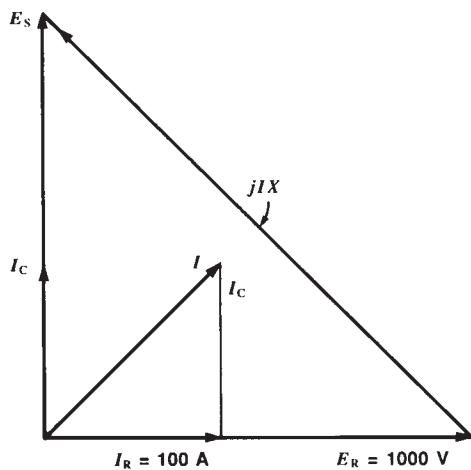
- La figura 25.26 muestra la línea compensada con la reactancia capacitativa que conduce una corriente I_C . El diagrama fasorial de la figura 25.27 nos da la clave para encontrar el valor de X_C requerido. Con $E_R = 1000 \text{ V}$ como fasor de referencia, razonamos como sigue:

La corriente en la carga resistiva es

$$\begin{aligned} I_R &= P_{\max}/E_R = 100000/1000 \\ &= 100 \text{ A} \end{aligned}$$

**Figura 25.26**

Vea el ejemplo 25-6.

**Figura 25.27**

Vea el ejemplo 25-6.

La corriente I_C se adelanta 90° con respecto a E_R . La potencia reactiva generada por X_C es

$$\begin{aligned} Q_C &= E_R I_C \\ &= 1000 I_C \end{aligned}$$

La corriente I en la línea es

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{I_C^2 + I_R^2} \\ &= \sqrt{I_C^2 + 100^2} \end{aligned}$$

La potencia reactiva absorbida por la línea es

$$Q_L = I^2 X = (I_C^2 + 100^2) 10$$

En una línea totalmente compensada tenemos

$$Q_C = 0.5 Q_L$$

Por consiguiente,

$$\begin{aligned} 1000 I_C &= 5 (I_C^2 + 100^2) \\ 5 I_C^2 - 1000 I_C + 5 \times 10^4 &= 0 \end{aligned}$$

Resolviendo esta ecuación cuadrática encontramos que

$$I_C = 100 \text{ A}$$

El valor de X_C está dado por

$$\begin{aligned} X_C &= E_R / I_C \\ &= 1000 / 100 \\ &= 10 \Omega \end{aligned}$$

En la figura 25.27, el hecho de que $I_C = 100 \text{ A}$ significa que la corriente I se adelanta 45° con respecto a E_R . Por consiguiente, E_S debe estar 90° delante de E_R . Así, la transferencia de potencia es máxima cuando el ángulo de fase entre E_S y E_R es de 90° . Esto es compatible con la ecuación 16.8 de la sección 16.23.

- c. Cuando la carga es de 40 kW , la corriente en la carga es

$$\begin{aligned} I_R &= P / E_R = 40000 / 1000 \\ &= 40 \text{ A} \end{aligned}$$

Si I_C representa la corriente en el capacitor, la corriente en la línea es

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{I_C^2 + I_R^2} \\ &= \sqrt{I_C^2 + 40^2} \end{aligned}$$

La potencia reactiva generada por X_C es

$$\begin{aligned} Q_C &= I_C E_R \\ &= 1000 I_C \end{aligned}$$

La potencia reactiva absorbida por la línea es

$$Q_L = I^2 X = (40^2 + I_C^2) 10$$

La compensación completa requiere que

$$\begin{aligned} Q_C &= 0.5 Q_L \\ 1000 I_C &= 5 (40^2 + I_C^2) \end{aligned}$$

Resolviendo esta ecuación, encontramos que

$$I_C = 8.35 \text{ A}$$

El valor de X_C es

$$X_C = \frac{E_R}{I_C} = \frac{1000}{8.35} = 119.8 \Omega$$

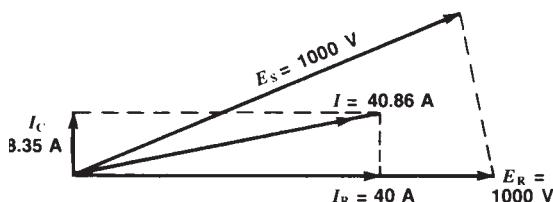
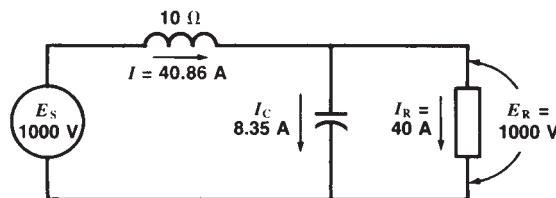


Figura 25.28

Vea el ejemplo 25-6.

El circuito y el diagrama fasorial de esta línea compensada se da en la figura 25.28. Observe que aun cuando los valores de E_R y E_S son iguales, E_R se retrasa considerablemente con respecto a E_S .

25.23 Línea inductiva que conecta dos sistemas

Las grandes ciudades y otros usuarios regionales de energía eléctrica siempre están interconectados por una red de líneas de transmisión. Esta red mejora la estabilidad del sistema de suministro eléctrico y le permite soportar mejor los cortocircuitos momentáneos y otras alteraciones. Las líneas de interconexión también permiten intercambios de energía entre las compañías eléctricas. La frecuencia de 60 Hz de este tipo de red es igual en todas partes.

Los voltajes de los grandes usuarios regionales permanecen independientes entre sí, tanto en valor como en fase. De hecho, a causa de su enorme potencia, los consumidores regionales aparecen como si fueran buses infinitos independientes. ¿Qué sucede cuando se pone en servicio una línea de transmisión adicional entre dos regiones como esas?

La figura 25.29 muestra el circuito equivalente de una línea inductiva que conecta dos consumidores regionales S y R. Suponemos que los voltajes en las ter-

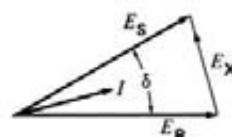
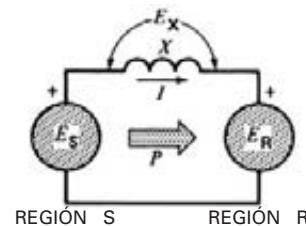


Figura 25.29
 E_S se adelanta a E_R .

minales E_S y E_R son fijos y que ambos tienen la misma magnitud E . Con respecto al intercambio de potencia activa entre los dos consumidores regionales, examinamos tres distintas posibilidades:

1. E_S y E_R en fase
2. E_S delante de E_R por un ángulo δ
3. E_S retrasado un ángulo δ con respecto a E_R

1. E_S y E_R en fase. En este caso, la corriente de línea es cero y no se transmite potencia.

2. E_S adelante de E_R por un ángulo δ (Fig. 25.29). La región S suministra potencia a la región R y, con el diagrama fasorial, podemos comprobar (sección 16.23) que la potencia activa transmitida está dada por

$$P = \frac{E^2}{X} \operatorname{sen} \delta \quad (25.4)$$

donde

P = potencia activa transmitida por fase [MW]*

E = voltaje de línea a neutro [kV]

X = reactancia inductiva de la línea, por fase [Ω]

δ = ángulo de fase entre los voltajes en cada extremo de la línea [$^\circ$]

* En esta ecuación, si E representa el voltaje de línea, P es la potencia *total* transmitida por las tres fases.

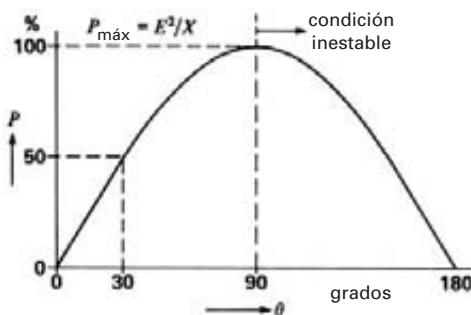


Figura 25.30a
Potencia frente a la característica de ángulo.

La figura 25.30a muestra la potencia activa transmitida de la región S a la región R como una función del ángulo de fase entre las dos regiones. Observe que la potencia se incrementa progresivamente y alcanza un valor máximo de E^2/X cuando el ángulo de fase es de 90° . En realidad, exactamente como en las demás líneas de transmisión que hemos estudiado, una línea que conecta dos centros de potencia sólo puede transmitir una cierta cantidad de potencia y no más. El límite es el mismo que el de una línea inductiva compensada. Aunque aún podemos transmitir potencia cuando el ángulo de fase excede los 90° , evitamos esta condición porque corresponde a un modo de operación inestable. Cuando δ se aproxima a 90° , las dos regiones están en el punto de separarse y los cortacircuitos de la línea se activarán.

La figura 25.30a muestra un voltaje de carga E_R como una función de la potencia activa transmitida. Es simplemente una línea horizontal que se extiende a un valor máximo $P_{\text{máx}} = E^2/X$ antes de regresar a cero (línea punteada). Esta curva de regulación de voltaje se debe comparar con la de la figura 25.25b de una línea compensada.

Observe que la caída del voltaje de la línea E_X es bastante grande, aun cuando los voltajes de las terminales E_S y E_R son de igual magnitud (Fig. 25.29). Además, está claro que E_X se incrementa a medida que aumenta el ángulo de fase entre E_S y E_R .

3. E_S retrasado un ángulo δ con respecto a E_R (Fig. 25.31). La potencia activa tiene el mismo valor que antes, pero ahora fluye en la dirección opuesta, de la región R a la región S. La gráfica de potencia activa

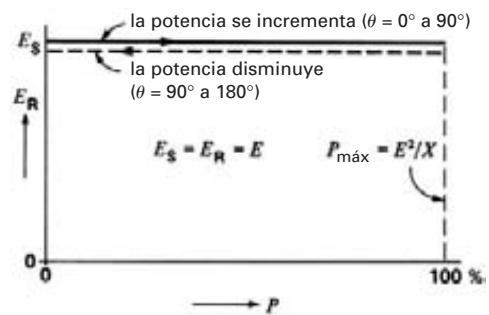


Figura 25.30b
Voltaje frente a la característica de potencia.

contra ángulo de fase es idéntica a la mostrada en la figura 25.30a.

Si comparamos las figuras 25.29 y 25.31, veremos que la dirección del flujo de potencia no depende de las magnitudes relativas de E_S y E_R (son iguales), sino sólo del ángulo de fase entre ellas. En líneas inductivas, la potencia activa siempre fluye del lado de voltaje adelantado al lado de voltaje retrasado.

25.24 Revisión de la transmisión de potencia

En suma, existe un límite para la cantidad de potencia que puede transmitir una línea. La potencia máxima es proporcional al cuadrado del voltaje del transmisor e

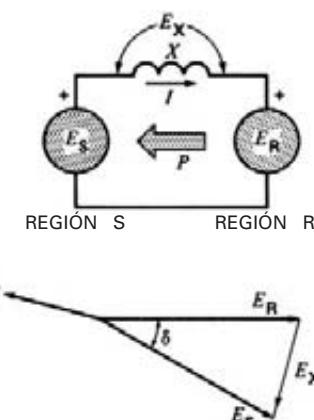
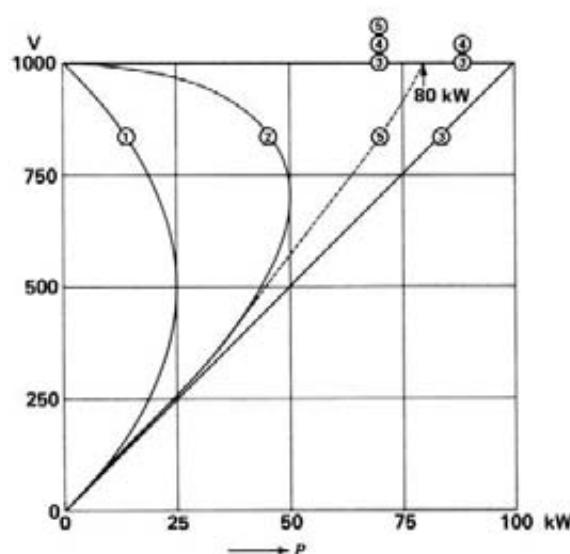


Figura 25.31
 E_R se adelanta a E_S .

**Figura 25.32**

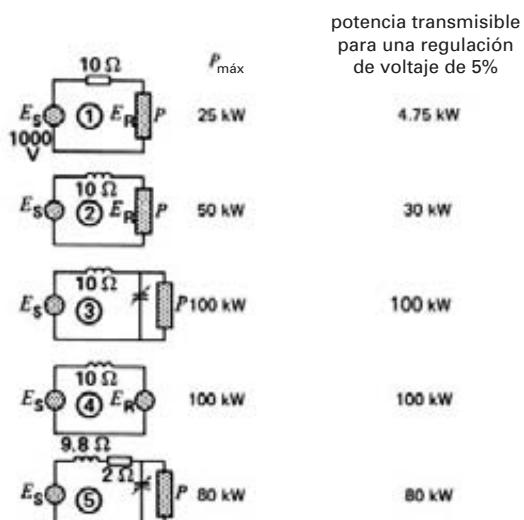
Comparación de las propiedades de manejo de potencia de varias líneas de transmisión.

inversamente proporcional a la impedancia de la línea. La figura 25.32 permite comparar valores reales de potencia y voltaje para los cuatro modelos de línea de transmisión que hemos estudiado. Cada uno posee una impedancia de 10Ω y el transmisor suministra un voltaje E_s de 1000 V. Está claro que las curvas E_R frente a P se apllanan cada vez más conforme se pasa de una línea resistiva a una inductiva y luego a una compensada.

La tabla que está junto a la gráfica muestra la potencia máxima que se puede transmitir suponiendo una regulación de 5 por ciento o mejor. Por lo tanto, la línea resistiva puede transmitir 4.75 kW, en tanto que la inductiva puede transmitir 30 kW.

Como todas las líneas poseen algo de resistencia, también se muestra la curva de voltaje-potencia de una línea compensada con reactancia de 9.8Ω y resistencia de 2Ω (curva 5). Esta quinta línea también tiene una impedancia de 10Ω , aunque la potencia máxima que puede transmitir se reduce a 80 kW, en comparación con los 100 kW para una línea sin resistencia.

En la práctica, los voltajes y las potencias son mucho más altos que los presentados en estos ejemplos. No obstante, el método de análisis es el mismo.



25.25 Selección del voltaje de línea

Hemos visto que para una línea de transmisión y una regulación de voltaje dadas la potencia máxima P_{\max} que se puede transmitir es proporcional a E^2/Z , donde E es el voltaje de la línea y Z su impedancia. Por lo tanto,

$$P_{\max} \propto \frac{E^2}{Z}$$

y entonces

$$E^2 \propto P_{\max} Z$$

Como Z es proporcional a la longitud de la línea, se deduce que el voltaje de línea puede ser expresado por

$$E = k \sqrt{Pl} \quad (25.5)$$

donde

E = voltaje de línea trifásico [kV]

P = potencia a ser transmitida [kW]

l = longitud de la línea de transmisión [km]

k = coeficiente que depende del tipo de línea
y de la regulación de voltaje permisible.

Los valores típicos son

$k = 0.1$ para una línea no compensada cuya regulación es de 5%

$k = 0.06$ para una línea compensada

La ecuación 25.5 es muy aproximada, pero da una idea del orden de magnitud del voltaje de línea E . El valor elegido finalmente depende de factores económicos; así como de consideraciones técnicas; en general, el valor real elegido quedará entre 0.6 E y 1.5 E .

Ejemplo 25-7

Se tiene que transportar potencia a una distancia de 20 km para alimentar una carga de factor de potencia unitario de 10 MW. Si la línea no está compensada,

- Determine el voltaje de línea
- Seleccione un diámetro de conductor apropiado
- Calcule la regulación de voltaje

Solución

- Como la línea no está compensada, suponemos que $k = 0.1$. Una potencia de 10 MW es igual a 10 000 kW. Por consiguiente,

$$\begin{aligned} E &= k\sqrt{Pl} \\ &= 0.1\sqrt{10\,000 \times 20} \\ &= 44.7 \text{ kV} \end{aligned} \quad (25.5)$$

Cualquier voltaje entre $0.6 \times 44.7 \text{ kV}$ ($= 27 \text{ kV}$) y $1.5 \times 44.7 \text{ kV}$ ($= 67 \text{ kV}$) es factible.

Utilizaremos un voltaje de línea estándar de 34.5 kV.

El voltaje de línea a neutro es

$$E = 34.5/\sqrt{3} = 19.9 \text{ kV}$$

- El diámetro del conductor depende principalmente de la corriente a ser transportada. La corriente de línea es

$$\begin{aligned} I &= S/(\sqrt{3}E) \\ &= 10 \times 10^6 / (1.73 \times 34.5) \\ &= 167 \text{ A} \end{aligned} \quad (8.9)$$

De acuerdo con la tabla 25D, podemos utilizar el conductor ACSR Núm. 1:

capacidad de corriente = 200 A

$$R = 0.9 \Omega/\text{km} \times 20 \text{ km} = 18 \Omega$$

En la tabla 25C encontramos que

$$X_L = 0.5 \Omega/\text{km} \times 20 \text{ km} = 10 \Omega$$

- La caída IR en la línea es

$$IR = 167 \times 18 = 3006 \text{ V}$$

La caída IX_L en la línea es

$$IX_L = 167 \times 10 = 1670 \text{ V}$$

El voltaje de línea a neutro a través de la carga es de 19 900 V. El diagrama de circuito completo por fase se da en la figura 25.33a. El diagrama fasorial correspondiente se da en la figura 25.33b. El voltaje del transmisor se puede calcular como sigue:

$$\begin{aligned} E_s &= \sqrt{(19\,900 + 3006)^2 + 1670^2} \\ &= 22\,967 \text{ V} \end{aligned}$$

Si se eliminara la carga, E_R aumentaría a 22 967 V. Por consiguiente, la regulación de voltaje es,

$$\begin{aligned} \text{regulación} &= (22\,967 - 19\,000)/19\,000 \\ &= 3967/19\,000 \\ &= 0.209 \text{ o } 20.9\% \end{aligned}$$

Observe que esta línea de mediano voltaje es más resistiva que inductiva.

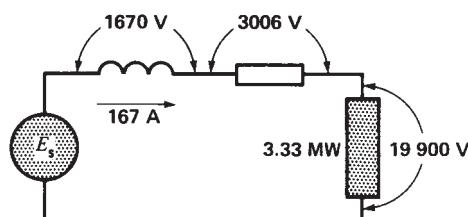


Figura 25.33a
Línea de transmisión sometida a carga.

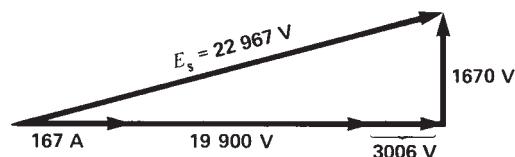


Figura 25.33b
Diagrama fasorial correspondiente.

25.26 Métodos para incrementar la capacidad de potencia

Las líneas de alto voltaje son principalmente inductivas, ya que poseen una reactancia de aproximadamente $0.5 \Omega/\text{km}$. Esto crea problemas cuando tenemos que transmitir grandes bloques de potencia a grandes distancias. Suponga, por ejemplo, que tenemos que transmitir 4000 MW a una distancia de 400 km. La reactancia de la línea es de $400 \text{ km} \times 0.5 \Omega/\text{km} = 200 \Omega$, por fase. Como el voltaje de línea a línea práctico más alto es de aproximadamente 800 kV, la línea trifásica no puede transmitir más de

$$\begin{aligned} P_{\max} &= E^2/X \\ &= 800^2/200 \\ &= 3200 \text{ MW} \end{aligned} \quad (25.3)$$

Para transmitir 4000 MW, la única solución es utilizar *dos líneas en paralelo*, una al lado de la otra. Observe que duplicar el diámetro de los conductores no ayudaría, porque para una línea de este tipo es la *reactancia* y no la resistencia de los conductores la que determina la potencia máxima que se puede transmitir.

También es útil usar líneas adicionales para hacer más seguro el sistema en caso de que una línea en paralelo quede fuera de servicio, debido a una alteración. Por lo tanto, si se pierde una línea, aún se puede transportar la potencia programada por la línea restante.

Para transportar grandes bloques de potencia, en ocasiones se erigen dos, tres e incluso cuatro líneas de transmisión en paralelo, las cuales siguen el mismo corredor a través del campo (Fig. 25.34). Además del alto costo, el uso de líneas paralelas a menudo crea problemas serios de expropiación de tierra. Por ello, en ocasiones se utilizan métodos especiales para incrementar la potencia máxima de una línea. De hecho, cuando ya no se puede incrementar el voltaje de línea, se intenta reducir la reactancia de línea X_L incrementando enormemente el diámetro efectivo de los conductores. Esto se hace utilizando dos o más conductores por fase, separados por medio de espaciadores. Este *haz de conductores* puede reducir hasta 40 por ciento la reactancia, lo que permite un incremento de 67 por ciento de la capacidad de manejo de potencia de la línea.

Otro método es utilizar capacitores en serie con las tres líneas para reducir artificialmente el valor de X_L .



Figura 25.34

Dos líneas de transmisión de 735 kV en paralelo conducen energía eléctrica a una gran ciudad. Cada fase se compone de un haz de 4 conductores (vea la figura 25.7).

(Cortesía de Hydro-Québec)

Con esta configuración, la potencia máxima está dada por

$$P_{\max} = E^2/(X_L - X_{cs}) \quad (25.6)$$

donde X_{cs} es la reactancia de los capacitores en serie por fase. Este tipo de compensación en serie también se utiliza para regular el voltaje de líneas de mediano voltaje cuando la carga fluctúa con rapidez.

25.27 Líneas de extra alto voltaje

Cuando se transmite energía eléctrica a extra altos voltajes, surgen problemas especiales que requieren la instalación de grandes dispositivos de compensación para regular el voltaje y garantizar la estabilidad. Entre estos dispositivos se encuentran capacitores síncronos, reactores inductivos, compensadores variables estáticos, y capacitores en derivación y en serie.

Para entender la necesidad de estos dispositivos y apreciar la magnitud de las potencias implicadas, considere una línea trifásica de 735 kV, 60 Hz y 600 km de largo. La línea opera a 727 kV y las reactancias inductiva y capacitiva son 0.5Ω y $300 \text{ k}\Omega$, respectivamente,

por cada kilómetro. Primero determinamos el circuito equivalente de la línea de transmisión por fase:

El voltaje del transmisor por fase (línea a neutro) es

$$E_S = 727/\sqrt{3} = 420 \text{ kV}$$

La reactancia inductiva por fase es

$$X_L = 0.5 \times 600 = 300 \Omega$$

La reactancia capacitativa por fase es

$$X_C = 300 \text{ k}\Omega/600 = 500 \Omega$$

La reactancia capacitativa equivalente en cada extremo de la línea es

$$\begin{aligned} X_{C1} &= X_{C2} = 2 \times 500 \Omega \\ &= 1000 \Omega \end{aligned}$$

El circuito equivalente, por fase, se muestra en la figura 25.35. Analicemos ahora el comportamiento de la línea en condiciones sin carga y a plena carga.

Operación sin carga. Sin carga, el circuito formado por X_L en serie con X_{C2} produce una resonancia parcial y el voltaje terminal E_R aumenta a 600 kV. De hecho, obtenemos

$$\begin{aligned} E_R &= E_S \times \frac{X_{C2}}{X_{C2} - X_L} \\ &= 420 \text{ kV} \times \frac{1000 \Omega}{1000 \Omega - 300 \Omega} = 600 \text{ kV} \end{aligned}$$

Esto representa un incremento de 43 por ciento por encima del voltaje nominal de 420 kV (Fig. 25.35). Un voltaje tan anormalmente alto es inaceptable. La única forma factible de reducirlo es conectar una reactancia inductiva X_{L2} en el extremo de la línea (Fig. 25.36). Si hacemos que X_{L2} sea igual a X_{C2} , la resonancia en paralelo resultante regresa el voltaje E_R a 420 kV. Entonces, la potencia reactiva generada por X_{C2} ($420^2/1000 = 176$ Mvar) es totalmente absorbida

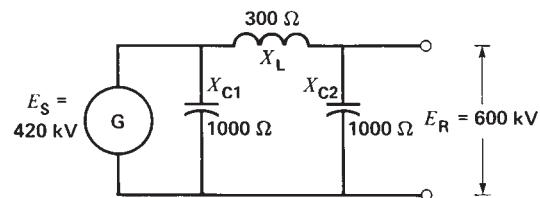


Figura 25.35

Línea de transmisión de extra alto voltaje sin carga.

por X_{L2} . Por lo tanto, ésta debe tener una capacidad de 176 Mvar, *por fase*.

A pesar de esta compensación inductiva, aún tenemos una potencia reactiva de 176 Mvar, generada por X_{C1} , la cual tiene que ser absorbida por el generador síncrono G. Sin embargo, una carga capacitativa en las terminales de un generador crea sobrevoltajes, a menos que reduzcamos la corriente de excitación del alternador (sección 16.13). Pero no se recomienda una subexcitación porque provoca inestabilidad. Por lo tanto, debemos instalar una segunda reactancia inductiva de 176 Mvar cerca de la planta de generación. En el caso de líneas de transmisión muy largas (500 a 1500 km), se instalan varias reactancias inductivas a lo largo de la línea para distribuir uniformemente la compensación inductiva.

Los reactores inductivos (fijos o variables) constan de una gran bobina colocada dentro de un tanque y sumergida en aceite (Fig. 25.37). Un núcleo de acero laminado dividido en una serie de entrehierros cortos transporta el flujo magnético. Se desarrollan intensas fuerzas magnéticas a través de los entrehierros. En un sistema de 60 Hz, estas fuerzas oscilan continuamente entre ceo y varias toneladas, a una frecuencia mecánica de 120 Hz. Por consiguiente, las laminaciones del núcleo y todas las partes mecánicas deben estar firmemente sujetas para reducir la vibración y limitar el ruido a un nivel aceptable.

Operación con carga, impedancia característica. Regresando a la línea no compensada con el circuito abierto (Fig. 25.35), conectemos una carga variable con factor de potencia unitario a través de las terminales del receptor. Si incrementamos progresivamente la carga de megawatts, el voltaje del receptor E_R se reducirá gradualmente a partir de su valor de circuito abierto de 600 kV y con una carga particular llegará a ser exactamente igual al voltaje E_S del transmisor. Esta carga particular se llama *impedancia propia o carac-*

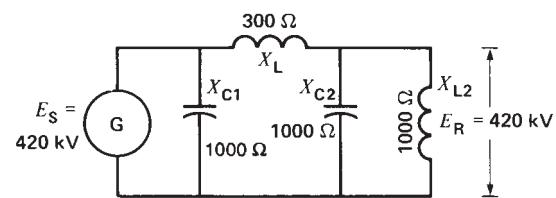


Figura 25.36

Compensación con reactor de extra alto voltaje.

**Figura 25.37**

Tres grandes reactores monofásicos de 110 Mvar instalados en una subestación para compensar la capacitancia de una línea de transmisión trifásica de 735 kV muy larga. (Cortesía de Hydro-Québec)

terística de la carga (Fig. 25.38). Para la mayoría de las líneas aéreas la impedancia de esta carga corresponde a una resistencia de carga de línea a neutro de aproximadamente 400Ω por fase. Esta resistencia de carga particular (llamada *impedancia propia o característica*) es independiente de la frecuencia del sistema o de la longitud de la línea. La impedancia propia o característica de la carga (SIL, por sus siglas en inglés) de una línea de transmisión trifásica está, por consiguiente, dada por la ecuación aproximada:

$$\text{SIL} = E^2/400 \quad (25.7)$$

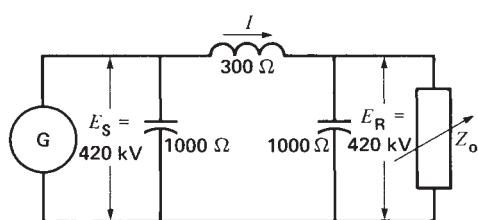
donde

SIL = impedancia propia o característica de carga
[MW]

E = voltaje de línea trifásica [kV]

En la figura 25.38, la impedancia propia o característica de carga es aproximadamente $727^2/400 = 1320 \text{ MW}$.

Cuando una línea de transmisión suministra potencia activa que corresponde a su carga por impedancia

**Figura 25.38**
Carga por impedancia al sobrevoltaje de una línea.

al sobrevoltaje, la potencia reactiva generada por la capacitancia de la línea es igual a la absorbida por su inductancia. De hecho, la línea se compensa a sí misma. Si la carga excede la impedancia propia o característica podemos mantener E_R a 420 kV agregando capacitores extra al extremo receptor de la línea. Sin embargo, la potencia máxima aún está limitada al valor dado por la ecuación 25.3, es decir

$$\begin{aligned} P_{\max} &= 3 \times (E^2/X) \\ &= 3 \times (420^2/300) \\ &= 1764 \text{ MW} \end{aligned}$$

**Figura 25.39**
Compensador variable estático para una línea de alto voltaje. (Cortesía de General Electric)

Si la carga es menor que la impedancia propia o característica, debemos agregar una reactancia inductiva al extremo receptor de la línea para mantener un voltaje constante. Por el contrario, si la carga es mayor que la impedancia propia o característica, debemos agregar una reactancia capacitiva. Como la carga cambia continuamente durante el día, la magnitud de las reactancias capacitativa e inductiva se debe variar continuamente para mantener un voltaje constante. Esto se hace por medio de compensadores variables estáticos (Fig. 25.39) o máquinas síncronas rotatorias. Estas últimas pueden suministrar o absorber energía reactiva, dependiendo si están sobre o subexcitadas (sección 17.15).

25.28 Intercambio de potencia entre centros de potencia

En ocasiones tenemos que instalar una línea de transmisión adicional entre regiones que ya están estrechamente interconectadas. Puede ser necesario que este tipo de línea satisfaga las necesidades de energía de un área de rápido crecimiento o que mejore la estabilidad total de la red. En esos casos, utilizamos métodos especiales para que la línea adicional transmita la potencia requerida.

Considere, por ejemplo, dos grandes centros de potencia A y B que ya están interconectados por una

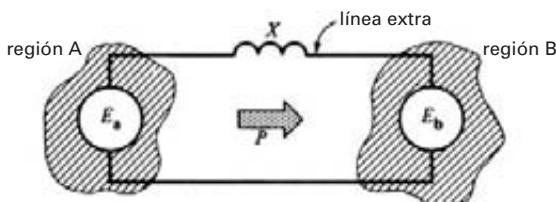


Figura 25.40
Flujo de potencia entre dos regiones.

red de líneas de transmisión (no mostrada) (Fig. 25.40). Los voltajes E_a y E_b respectivos son iguales, pero E_a se adelanta un ángulo δ con respecto a E_b . Si decidimos conectar los dos centros por medio de una línea extra cuya reactancia es X , la potencia activa P fluirá automáticamente de A a B porque E_a se adelanta con respecto a E_b (vea la sección 25.23). Además, el ángulo de fase δ y la reactancia X dictarán por completo la magnitud de la potencia transmitida porque $P = (E^2/X) \operatorname{sen} \delta$.

Sin embargo, la magnitud y dirección de P podrían no corresponder a lo que deseamos lograr. Por ejemplo, si queremos transmitir energía de la región B a la región A, no lo lograremos instalando una línea simple, porque E_a se adelanta a E_b .

Sin embargo, podemos forzar un intercambio de potencia en una dirección o la otra modificando artificialmente el ángulo de fase entre las dos regiones. Todo lo que tenemos que hacer es introducir un autotransformador de desplazamiento de fase (sección 12.11) en un extremo de la línea; variando el ángulo de fase de este transformador, podemos controlar por completo el flujo de potencia activa entre los dos centros.

Ejemplo 25-8

La figura 25.41a muestra los voltajes y el ángulo de fase entre dos regiones A y B que ya están interconectadas por una red (no mostrada). Se sabe que el voltaje E_b va 11° delante de E_a , y ambos voltajes tienen un valor de 100 kV. Una nueva línea de enlace cuya reactancia es $X = 20 \Omega$ conecta las dos regiones.

Calcule

- La potencia transmitida por la línea y la dirección del flujo de potencia, si no se emplea un transformador de desplazamiento de fase

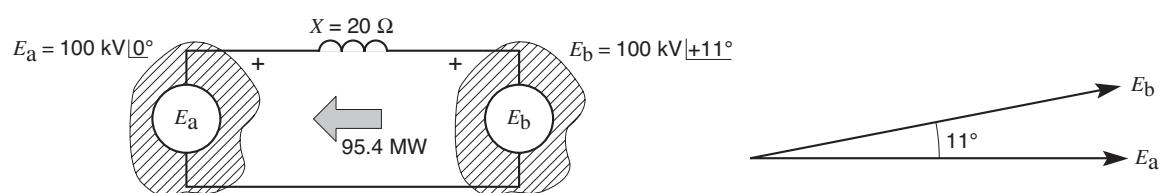
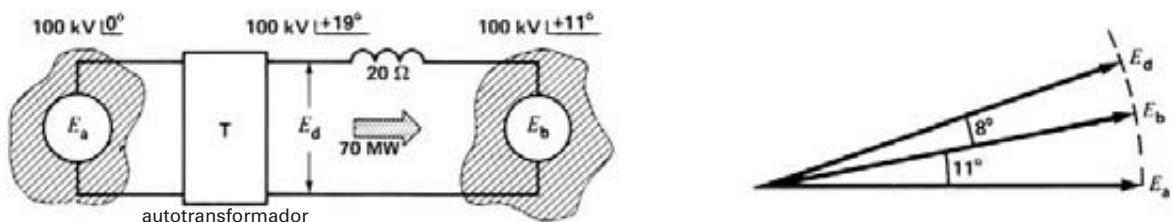


Figura 25.41a
Una línea de transmisión ordinaria hace que la potencia fluya en la dirección equivocada.

**Figura 25.41b**

Un autotransformador de desplazamiento de fase puede hacer que fluya la potencia en la dirección deseada (ejemplo 25-8).

- b. El desplazamiento de fase requerido del transformador para que la línea transmita 70 MW de A a B

Solución

- a. La potencia transmitida en la figura 25.41a está dada por

$$\begin{aligned} P &= (E^2/X) \operatorname{sen} \delta & (25.4) \\ &= (100^2/20) \operatorname{sen} 11^\circ = 95.4 \text{ MW} \end{aligned}$$

Como E_b va delante de E_a , los 95.4 MW fluirán de B a A.

- b. Recurriendo a la figura 25.41b, calculemos primero el ángulo de fase δ_1 requerido entre los extremos opuestos de la línea de transmisión, para que transmita 70 MW. Tenemos

$$\begin{aligned} P &= (E^2/X) \operatorname{sen} \delta_1 & (25.4) \\ 70 &= (100^2/20) \operatorname{sen} \delta_1 \\ \operatorname{sen} \delta_1 &= 0.14 \end{aligned}$$

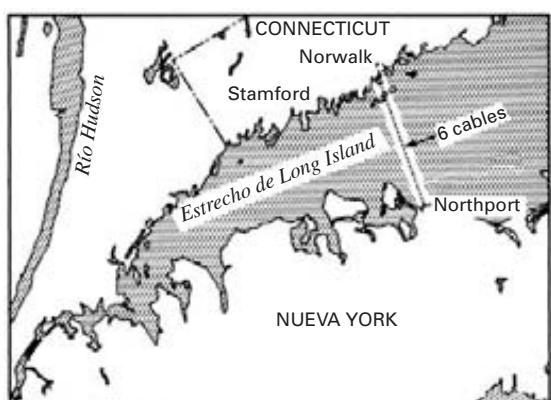
por lo tanto

$$\delta_1 = 8^\circ$$

En consecuencia, el voltaje E_d producido por el transformador de desplazamiento de fase debe ir 8° delante de E_b para que los 70 MW fluyan de A a B (Fig. 25.41b). Recurriendo al diagrama fasorial y observando que E_b ya va 11° delante de E_a , entonces E_d debe ir $11^\circ + 8^\circ = 19^\circ$ delante de E_a . Por consiguiente, el autotransformador T debe producir un desplazamiento de fase de 19° entre sus devanados primario y secundario, y el voltaje secundario E_d debe ir delante del voltaje primario E_a . Podemos instalar el autotransformador en cualquier extremo de la línea o incluso en medio.

25.29 Ejemplo práctico de intercambio de potencia

Consideremos ahora una aplicación práctica de un transformador de desplazamiento de fase. Para facilitar el intercambio de potencia entre el estado de Connecticut y Long Island, Nueva York, se instalaron seis cables submarinos monofásicos de 138 kV (dos por fase) entre Norwalk y Northport, al fondo del estrecho de Long Island (Fig. 25.42). Como las dos regiones ya estaban interconectadas por una red de líneas de transmisión sobre el nivel del suelo, se decidió instalar un autotransformador de desplazamiento de fase en Northport para controlar un flujo de potencia máximo de 300 MW. Tomas variables permiten un desplazamiento de fase de ± 25 grados. En el otro lado, en Norwalk, se instaló un autotransformador de voltaje variable de 300 MVA para proporcionar un control de voltaje de hasta 10 por ciento, sin desplazamiento de fase. Variando el desplazamiento de fase y el voltaje en cualquier extremo de la línea de

**Figura 25.42**

Seis cables submarinos monofásicos unen el estado de Connecticut con Long Island.

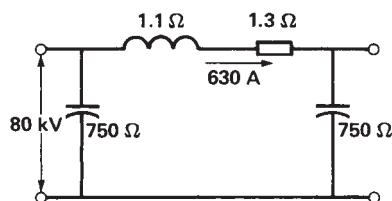


Figura 25.43
Circuito equivalente de cada cable submarino.

19 km, es posible controlar el flujo de potencia entre las dos regiones, en una dirección o la otra, según se necesite. Los siguientes detalles técnicos muestran la magnitud de las potencias implicadas en este sistema de transmisión por cable.

Cada uno de los seis cables monofásicos (Fig. 25.44) posee una resistencia de 1.3Ω , una reactancia inductiva de 1.1Ω y una reactancia capacitiva de 375Ω . Ésta se puede representar mediante una reactancia de 750Ω

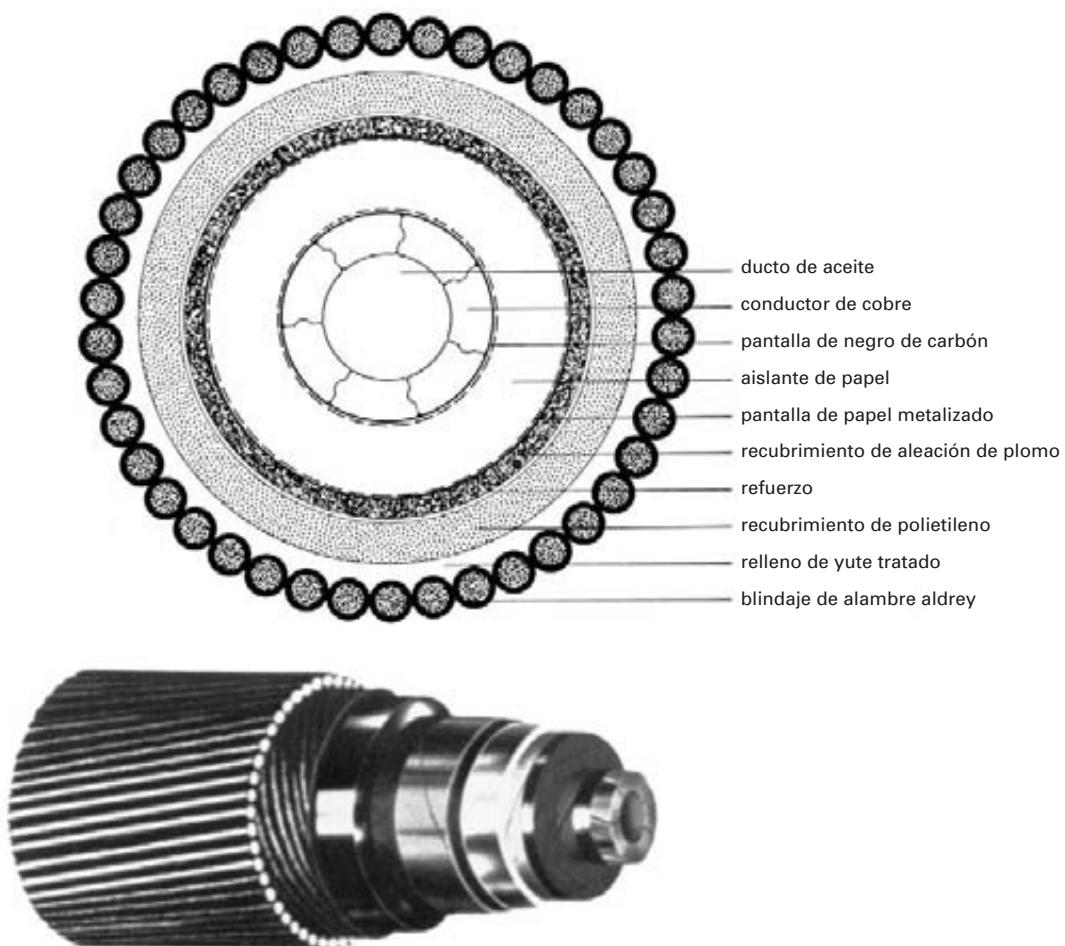


Figura 25.44
Vista de corte transversal de un cable submarino (138 kV, 630 A). Este cable es uno de los siete cables sumergidos en el estrecho de Long Island entre Northport (Long Island) y Norwalk (Connecticut).
(Cortesía de Pirelli Cables Limited)

en cada extremo del cable. La corriente a plena carga por cable es de 630 A y el voltaje de línea a neutro es de 80 kV. Recurriendo al diagrama de circuito equivalente de un cable (Fig. 25.43), podemos calcular con facilidad el valor de las potencias inductiva, capacitiva y resistiva asociadas con él. Estas potencias Q_L , Q_C , P_J se listan en la tabla 25E.

TABLA 25E POTENCIAS EN UN CABLE SUBMARINO		
Instalación de cable submarino	Potencia por cable	Potencia total
Pérdidas I^2R :		
$P_J = 630^2 \times 1.3$ = 0.516 MW	0.516 MW	3.1 MW
Potencia reactiva generada:		
$Q_C = (80\ 000)^2/375$ = 17.06 Mvar	17 Mvar	102 Mvar
Potencia reactiva absorbida:		
$Q_L = 630^2 \times 1.1$ = 0.436 Mvar	0.44 Mvar	2.6 Mvar
Potencia activa transmitida:		
$P = 630 \times 80\ 000$ = 50 MW	50 MW	300 MW

Al compararlas con la potencia activa transmitida (300 MW), podemos ver que la capacitancia del cable es mucho más importante que su resistencia o inductancia. Un cable se comporta como un enorme capacitor, contrario a una línea aérea, la cual es principalmente inductiva. Es precisamente la gran capacitancia inherente la que nos impide utilizar cables para transmitir energía a grandes distancias. Esta restricción no aplica cuando se utiliza corriente directa porque entonces la capacitancia no tiene efecto alguno.

Las líneas de transmisión de cd de alto voltaje se estudian en el capítulo 28.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 25-1 Los voltajes estándar están agrupados en cuatro clases. Mencíonalas y establezca el rango de voltaje aproximado de cada uno.

- 25-2 Explique el significado de los términos siguientes:
 a. Aislador de suspensión
 b. Cable de tierra
 c. Efecto corona
 d. Flecha de una línea de transmisión
 e. Reactancia de una línea
- 25-3 ¿Por qué las torres de línea de transmisión deben estar sólidamente conectas a tierra?
- 25-4 Una línea de transmisión de 735 kV y 745 millas de largo transmite una potencia de 800 MW.
 a. ¿Existe una diferencia de voltaje apreciable entre los dos extremos de la línea, medida de la línea al neutro?
 b. ¿Existe un ángulo de fase apreciable entre los voltajes de línea a neutro correspondientes?
- 25-5 En algunas áreas, dos líneas trifásicas idénticas están instaladas una al lado de la otra, soportadas por torres aparte. ¿Podríamos reemplazar estas dos líneas por una sola duplicando simplemente el diámetro de los conductores? Explique.
- 25-6 ¿Por qué rara vez se instalan cables subterráneos (en lugar de líneas de transmisión aéreas) entre plantas de generación y centros de carga distantes?
- 25-7 En el problema 25-4 el claro promedio en la línea es de 480 m. ¿Cuántas torres se requieren entre la fuente y la carga?
- 25-8 Una línea de transmisión de 20 km que opera a 13.2 kV acaba de ser desconectada de la fuente. Un guardalínea podría recibir un choque fatal si no conecta la línea a tierra antes de tocarla. Explique.
- 25-9 ¿Qué es la ampericidad de un cable ACSR de 600 kcmil suspendido al aire libre? ¿Por qué un conductor de cobre que tiene la misma sección transversal conduce una corriente que es considerablemente más grande?
- Nivel intermedio
- 25-10 Cada fase de las dos líneas de 735 kV mostradas en la figura 25.34 se compone de

un haz de 4 subconductores. La corriente por fase es de 2000 A y la resistencia de cada subconductor es de 0.045 Ω/km.

Calcule

- a. La potencia total transmitida por ambas líneas con carga de factor de potencia unitario
 - b. La pérdida I^2R total, sabiendo que las líneas son de 350 millas de largo
 - c. La pérdida I^2R como un porcentaje de la potencia total transmitida
- 25-11 Una línea de transmisión monofásica posee una resistencia R de 15 Ω (Fig. 25.21a). La fuente E_S es de 6000 V y la impedancia de la carga con factor de potencia unitario varía entre 285 Ω y 5 Ω.
- a. Calcule el voltaje E_R de la terminal y la potencia P absorbida por la carga cuando la impedancia es sucesivamente de 285 Ω, 45 Ω, 15 Ω y 5 Ω.
 - b. Trace la gráfica del voltaje E_R de la terminal como una función de la potencia P .
- 25-12 En el problema 25-11, ¿cuál es el ángulo de fase entre E_R y E_S cuando la carga es de 45 Ω?
- 25-13 La línea de transmisión del problema 25-11 es reemplazada por otra que tiene una reactancia inductiva de 15 Ω (Fig. 25.22a).
- a. Calcule el voltaje E_R en las terminales de la carga y la potencia P que absorbe con los mismos valores de impedancia.
 - b. Trace la gráfica de E_R como una función de P .
- 25-14 En el problema 25-13, ¿cuál es el ángulo de fase entre E_R y E_S cuando la impedancia de la carga es de 45 Ω? ¿ E_R va delante o detrás de E_S ?
- 25-15 Una línea de transmisión monofásica posee una reactancia inductiva de 15 Ω. Es alimentada por una fuente E_S de 6000 V.
- a. Calcule el voltaje E_R en el extremo de la línea con las siguientes cargas capacitivas: 285 Ω, 45 Ω.
 - b. Calcule el ángulo de fase entre E_R y E_S cuando la carga es de 45 Ω.
- 25-16 La línea del problema 25-15 posee una resistencia de 15 Ω (en lugar de una reactancia de 15 Ω).
- a. Calcule el voltaje E_R al final de la línea con una carga capacitiva de 45 Ω.
 - b. Si una línea es puramente resistiva, ¿podemos aumentar el voltaje en el extremo de la línea conectando un capacitor a través de ella?
- 25-17 Se da la siguiente información para la figura 25.25a:
- a. Voltaje E_R en la terminal: 6000 V
 - b. Resistencia de carga equivalente: 45 Ω
 - c. Reactancia inductiva X_L de la línea: 15 Ω
 - d. Reactancia capacitativa X_C en paralelo con la carga: 150 Ω
- Ignorando la reactancia punteada X_C en paralelo con la fuente, calcule lo siguiente:
- a. La potencia reactiva suministrada por el capacitor
 - b. La corriente de línea I
 - c. La potencia reactiva absorbida por la línea
 - d. La potencia reactiva suministrada por el transmisor
 - e. La potencia aparente suministrada por el transmisor
 - f. El voltaje E_S del transmisor
 - g. El voltaje E_R y la potencia P cuando E_S es de 6 kV
- 25-18 En el problema 25-17, ¿cuál es el ángulo de fase entre E_R y E_S ?
- 25-19 Aludiendo a la figura 25.13, cada sección del circuito representa una longitud de 1 km de una línea de transmisión en la cual las impedancias son
- $$x_L = 0.5 \Omega \quad r = 0.25 \Omega$$
- $$x_c = 300 \text{ k}\Omega$$
- Calcule los valores de X_L , R y X_C si el circuito se reduce al mostrado en la figura 25.14.
- 25-20 ¿Qué significa el término *carga por impedancia al sobrevoltaje*?

Nivel avanzado

- 25-21 Una línea de transmisión trifásica de 230 kV que tiene una reactancia de 43Ω , por fase, conecta dos regiones que están alejadas 50 millas entre sí. El ángulo de fase entre los voltajes en los dos extremos de la línea es de 20° .

Calcule

- a. La potencia activa transmitida por la línea
- b. La corriente en cada conductor
- c. La potencia reactiva total absorbida por la línea
- d. La potencia reactiva suministrada a la línea en cada región

- 25-22 Una línea aérea trifásica conectada a una fuente trifásica de 115 kV tiene una longitud

de 200 km. Se compone de tres conductores ACSR de 600 kcmil. Recurriendo a la figura 25.17 y a las tablas 25C y 25D, si no existe carga en la línea, calcule lo siguiente:

- a. El valor de R , X_L y X_C , por fase
 - b. El voltaje entre conductores en la carga (extremo abierto)
 - c. La corriente absorbida de la fuente, por fase
 - d. La potencia reactiva total recibida por la fuente
 - e. La pérdida I^2R total en la línea
- 25-23
- a. En el problema 25-22, calcule la corriente absorbida de la fuente si ocurre un corto trifásico en el extremo de la línea.
 - b. Compare esta corriente con la ampericidad de los conductores.

CAPÍTULO 26

Distribución de energía eléctrica

26.0 Introducción

En el capítulo 25 mencionamos que un sistema de potencia eléctrica se compone de líneas de transmisión de alto voltaje que alimentan potencia a una red de mediano voltaje (MV) por medio de subestaciones. En Norteamérica estas redes de mediano voltaje operan generalmente a voltajes entre 2.4 kV y 69 kV. A su vez, abastecen a millones de sistemas de bajo voltaje independientes que funcionan entre 120 V y 600 V.

En este capítulo estudiaremos los siguientes temas principales:

1. Subestaciones
2. Protección de sistemas de distribución de mediano voltaje
3. Distribución de bajo voltaje
4. Instalaciones eléctricas en edificios

SUBESTACIONES

En cada parte de un sistema eléctrico se utilizan subestaciones. Comenzando con la planta de generación, una subestación eleva el mediano voltaje generado por los generadores síncronos al alto voltaje requerido para transmitir la energía de manera económica.

El alto voltaje en la línea de transmisión se reduce entonces en aquellas subestaciones localizadas cerca de los centros donde se consume la energía. El equipo

eléctrico de esas subestaciones es similar al de subestaciones asociadas con plantas de generación.

26.1 Equipo de subestación

Por lo general, una subestación de mediano voltaje contiene los siguientes componentes principales:

Transformadores	Relevadores de
Cortacircuitos	protección contra
Interruptores con cámara	sobrevoltajes
de arqueo	Reactores limitadores
Interruptores de desconexión	de corriente
Interruptores de conexión	Transformadores de
a tierra	instrumentos
Relevadores y dispositivos de protección	

En la siguiente descripción estudiaremos los principios básicos de este equipo. Además, para entender cómo se integran estos componentes, concluiremos el estudio con una subestación típica que proporciona potencia a un gran suburbio.

26.2 Cortacircuitos

Los cortacircuitos están diseñados para interrumpir corrientes normales o corrientes de cortocircuito. Funcionan como grandes interruptores que se pueden abrir y cerrar mediante botones locales o mediante señales de telecomunicación distantes emitidas por el sistema de protección. Por lo tanto, los cortacircuitos abrirán

automáticamente un circuito siempre que la corriente de línea, el voltaje de línea, la frecuencia, etc., rebasen un límite preestablecido.

Los tipos más importantes de cortacircuitos son los siguientes:

1. Cortacircuitos de aceite (OCB, por sus siglas en inglés)
2. Cortacircuitos de aire comprimido.
3. Cortacircuitos SF₆
4. Cortacircuitos de vacío

Normalmente, la placa de identificación de un cortacircuito indica (1) la corriente de estado permanente máxima que puede soportar, (2) la corriente máxima de interrupción, (3) el voltaje de línea máximo y (4) el tiempo de interrupción en ciclos. El tiempo de interrupción puede durar de 3 a 8 ciclos en un sistema de 60 Hz. Para interrumpir grandes corrientes así de rápido, se tiene que garantizar una rápida desionización del arco, combinada con un rápido enfriamiento. La interrupción de alta velocidad limita el daño a las líneas de transmisión y al equipo y, lo que es igualmente importante, ayuda a mantener la estabilidad del sistema siempre que ocurre una contingencia.

La acción de activación que hace que un cortacircuito se abra se produce normalmente por medio de un relevador de sobrecarga que puede detectar condiciones anormales en la línea. Por ejemplo, la bobina rele-

vadora mostrada en la figura 26.1 está conectada al secundario de un transformador de corriente. El primario conduce la corriente de línea de la fase que tiene que ser protegida. Si la corriente de línea excede un límite preestablecido, la corriente en el secundario hará que los contactos C₁, C₂ se cierren. En cuanto se cierran, la bobina de activación es energizada por una fuente de cd auxiliar. Esto hace que los tres contactos principales de la línea se abran, con lo cual se interrumpe el circuito.

1. Cortacircuitos de aceite. Los cortacircuitos de aceite se componen de un tanque de acero lleno de aceite aislante. En una versión (Fig. 26.2), tres bornes aislantes de porcelana canalizan las corrientes de línea trifásicas hacia un conjunto de contactos fijos. Tres contactos móviles, accionados simultáneamente por una biela aislada, abren y cierran el circuito. Cuando el cortacircuito se cierra, la corriente de línea de cada fase penetra el tanque a través de un aislador pasante de porcelana, fluye a través del primer contacto fijo, del contacto móvil, del segundo contacto fijo y luego hacia afuera por un segundo aislador pasante.

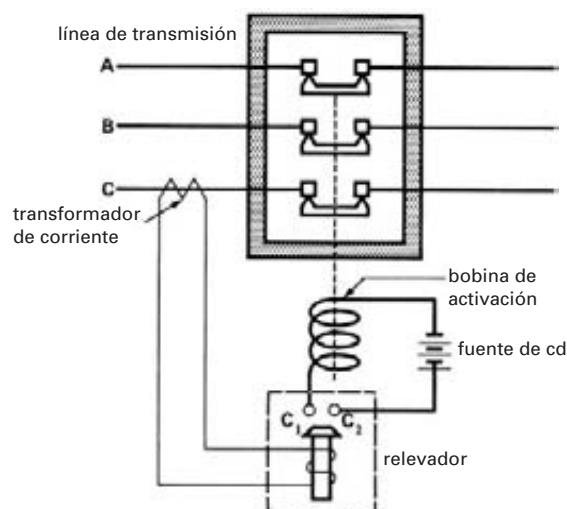


Figura 26.1
Círculo activador elemental para un cortacircuito.

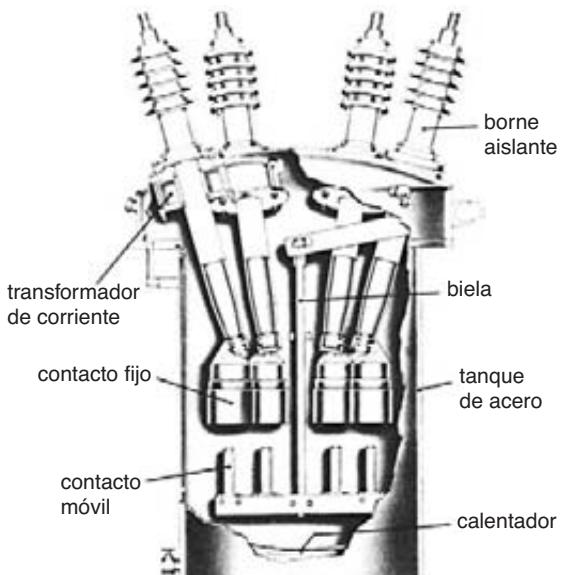


Figura 26.2
Corte transversal de un cortacircuito de aceite.
El diagrama muestra cuatro de los seis bornes
aislantes; el calentador mantiene el aceite a una
temperatura satisfactoria durante el clima frío.
(Cortesía de Canadian General Electric)

Si ocurre una sobrecarga, la bobina de activación libera un poderoso resorte que tira de la biela aislada, lo que hace que los contactos se abran. En cuanto los contactos se separan, se forma un violento arco, el cual volatiliza el aceite circundante. La presión de los gases calientes crea turbulencia alrededor de los contactos. Esto hace que el aceite frío se arremoline alrededor del arco, con lo cual se extingue.

En cortacircuitos de alta potencia modernos, el arco está confinado a una cámara de explosión para que la presión de los gases calientes produzca un poderoso chorro de aceite. Se hace que el chorro fluya en la trayectoria del arco, para extinguirlo. Otros tipos de cortacircuitos están diseñados de modo que el arco sea desviado y alargado por un campo magnético auto-creado. El arco es dirigido contra una serie de placas aislantes que lo rompen y lo enfrián. Las figuras 26.3 y 26.4 muestran la apariencia de dos OCB típicos.

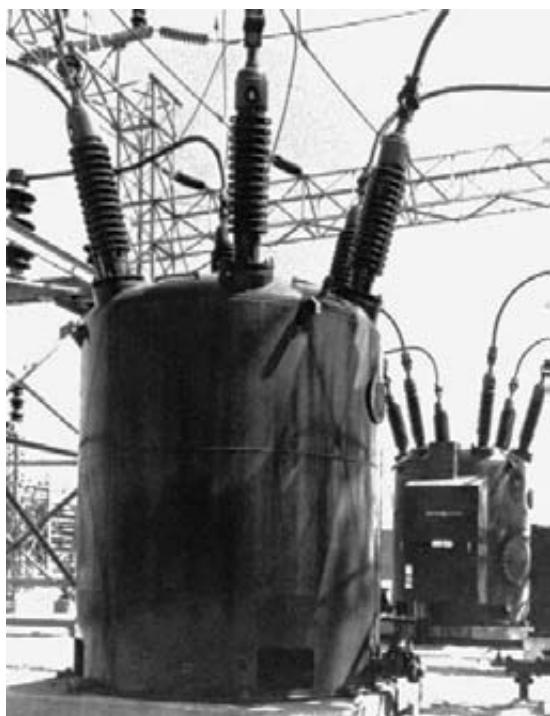


Figura 26.3

Cortacircuito trifásico de aceite con capacidad de 1200 A y 115 kV. Puede interrumpir una corriente de 50 kA en 3 ciclos en un sistema de 60 Hz. Otras características: altura: 3660 mm; diámetro: 3050 mm; masa: 21 t; BIL: 550 kV.
(Cortesía de General Electric)

2. Cortacircuitos de aire comprimido. Estos cortacircuitos interrumpen el circuito inyectando aire comprimido a velocidad supersónica a través de los contactos de apertura. El aire comprimido se almacena en depósitos a una presión de aproximadamente 3 MPa (~435 psi) y es repuestado por un compresor localizado en la subestación. Normalmente, los cortacircuitos más poderosos pueden abrir corrientes de cortocircuito de 40 kA a un voltaje de línea de 765 kV en cuestión de 3 a 6 ciclos en una línea de 60 Hz. El ruido que acompaña al aire comprimido es tan fuerte que se deben utilizar métodos supresores de ruido cuando el cortacircuito está instalado cerca de áreas residenciales. La figura 26.5 muestra un cortacircuito trifásico de aire comprimido. Cada fase consta de tres módulos de contacto conectados en serie. La figura 26.6 muestra un corte transversal del módulo de contacto.



Figura 26.4

Cortacircuito mínimo de aceite instalado en una subestación de 420 kV y 50 Hz. Corriente nominal: 2000 A; capacidad disruptiva: 25 kA; altura (menos soporte): 5400 mm; longitud: 6200 mm; 4 módulos cortacircuito en serie por cada cortacircuito.
(Cortesía de ABB)



Figura 26.5

Cortacircuito de ráfaga de aire de 2000 A a 362 kV. Puede interrumpir una corriente de 40 kA en 3 ciclos en una sistema de 60 Hz. Consta de 3 módulos idénticos conectados en serie, cada uno con capacidad para una voltaje nominal de 121 kV. El depósito de aire comprimido se ve a la izquierda. Otras características: altura: 5640 mm; longitud total: 9150 mm; BIL para 1300 kV.
(Cortesía de General Electric)

3. Cortacircuitos SF₆. Estos cortacircuitos totalmente cerrados, aislados con gas SF₆,* se utilizan cuando el espacio es difícil de conseguir, como en estaciones localizadas en el centro de una ciudad (Fig. 26.7). Estos cortacircuitos son mucho más pequeños que cualquier otro tipo de cortacircuito de potencia equivalente y son mucho menos ruidosos que los cortacircuitos de aire.

4. Cortacircuitos de vacío. Estos cortacircuitos operan bajo un principio diferente de otros cortacircuitos porque no hay gas que ionizar cuando los contactos se abren. Están herméticamente sellados; por consiguiente, son silenciosos y nunca se contaminan (Fig. 26.8). Su capacidad de interrupción está limita-

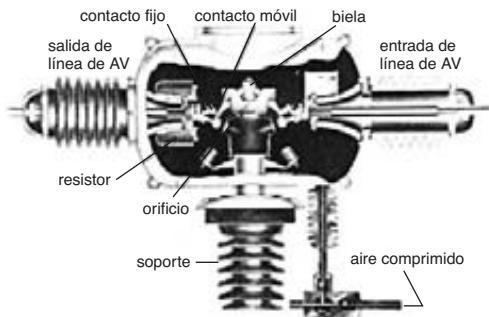


Figura 26.6

Corte transversal de un módulo de un cortacircuito de ráfaga de aire. Cuando el cortacircuito se activa, la biela es impulsada hacia arriba y separa los contactos fijo y móvil. El intenso arco es extinguido de inmediato por un chorro de aire comprimido que sale del orificio. El resistor amortigua los sobrevoltajes que ocurren cuando el cortacircuito se abre.
(Cortesía de General Electric)



Figura 26.7

Grupo de 15 cortacircuitos SF₆ totalmente cerrados instalados en una subestación subterránea de una gran ciudad. Corriente nominal: 1600 A; corriente disruptiva: 34 kA; presión normal de operación: 265 kPa (38 psi); presión durante la extinción del arco: 1250 kPa (180 psi). Estos cortacircuitos SF₆ ocupan sólo 1/16 de volumen de los cortacircuitos convencionales que tienen la misma capacidad disruptiva.
(Cortesía de ABB)

da a aproximadamente 30 kV. Para voltajes más altos, se conectan varios cortacircuitos en serie.

Los cortacircuitos de vacío se utilizan a menudo en sistemas de distribución subterráneos.

* Hexafluoruro de azufre.

**Figura 26.8**

Cortacircuito trifásico de vacío con capacidad de 1200 A a 25.8 kV. Puede interrumpir una corriente de 25 kA en 3 ciclos en un sistema de 60 Hz. Otras características: altura: 2515 mm; masa: 645 kg; BIL: 125 kV.

(Cortesía de General Electric)

26.3 Interruptores de aire

Los interruptores de aire son capaces de interrumpir las corrientes de excitación de transformadores o las moderadas corrientes capacitivas de líneas de transmisión sin carga, pero no pueden interrumpir corrientes de carga normales.

Los interruptores de aire se componen de una cuchilla móvil que embona en un contacto fijo; ambos están montados en soportes aislantes (Figs. 26.9 y 26.10). Dos extinguidores de arco están montados en los contactos fijos y móviles. Cuando el contacto principal se rompe, se establece un arco entre los extinguidores de arco. El arco se mueve hacia arriba debido a la acción combinada de las corrientes de aire caliente que produce y el campo magnético. Conforme el arco aumenta, se alarga hasta que finalmente estalla (Fig. 26.11). Los extinguidores de arco se pican y se desgasan gradualmente, pero son fáciles de reemplazar.

26.4 Interruptores de desconexión

A diferencia de los interruptores de aire, los de desconexión no pueden interrumpir una corriente. Sólo deben abrirse y cerrarse cuando la corriente es cero. Básicamente son interruptores aislantes que permiten aislar cortacircuitos de aceite, transformadores, líneas de transmisión, etc., de una red cargada o activa. Los interruptores de desconexión son esenciales para la realización de trabajos de mantenimiento y para reencazar el flujo de potencia.

La figura 26.12 muestra un interruptor de desconexión de 2000 A y 15 kV. Está equipado con un seguro para evitar que el interruptor se abra por las intensas fuerzas electromagnéticas que acompañan a los cortocircuitos. El seguro se quita insertando una palanca en el anillo y sacando la cuchilla del contacto fijo.

La figura 26.13 muestra otro interruptor de desconexión que soporta una corriente mayor, pero a un voltaje mucho más bajo. También se abre por medio de una palanca manual. La figura 26.14 muestra otro tipo de interruptor de desconexión y la figura 26.15 muestra cómo embonan los contactos fijos y móviles. La figura 26.16 muestra personal de mantenimiento trabajando en un gran interruptor de desconexión en una subestación de alto voltaje.

26.5 Interruptores de conexión a tierra

Los interruptores de conexión a tierra son interruptores de seguridad que garantizan que una línea de transmisión está efectivamente conectada a tierra mientras se realizan reparaciones. La figura 26.17 muestra un interruptor trifásico con las cuchillas en posición abierta (horizontal). Para poner la línea en cortocircuito a tierra, las tres cuchillas se suben para que embonen en el contacto estacionario conectado a cada fase. Los interruptores de conexión a tierra se abren y cierran sólo cuando las líneas son desenergizadas.

26.6 Relevadores de protección contra sobrevoltajes

El propósito de un *relevador de protección contra sobrevoltajes** es limitar los sobrevoltajes que pueden ocurrir a través de transformadores y otros equipos eléctricos debido a rayos (descargas eléctricas

* También llamado pararrayos o desviador de sobrevoltajes.

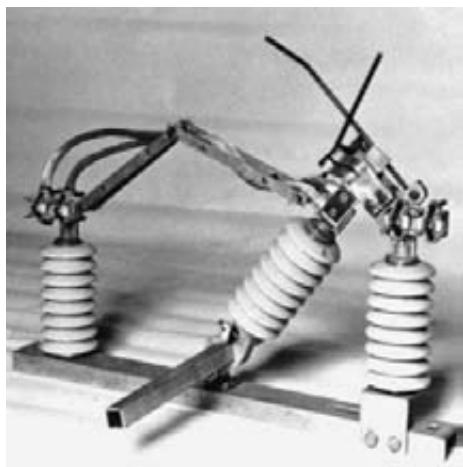
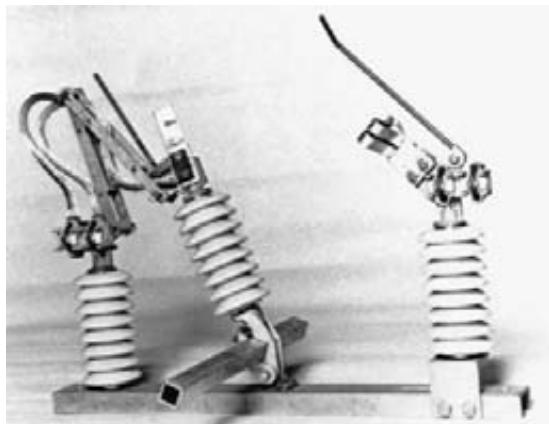


Figura 26.9

Un polo de un interruptor de cuerno apagaarcos con capacidad de 600 A, 27 kV y 60 Hz; izquierda: en posición abierta; derecha: en posición cerrada.

(Cortesía de Dominion Cutout)

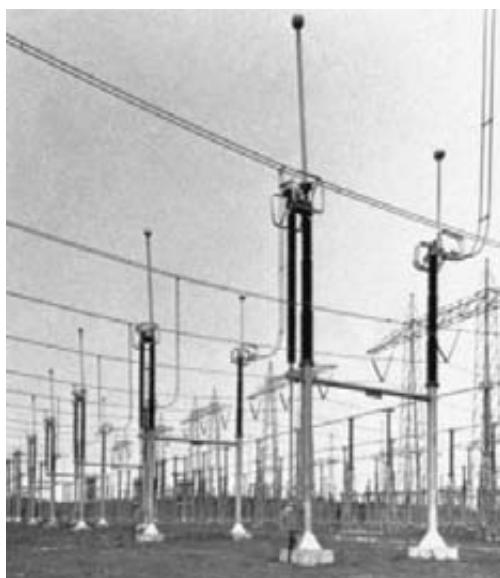


Figura 26.10

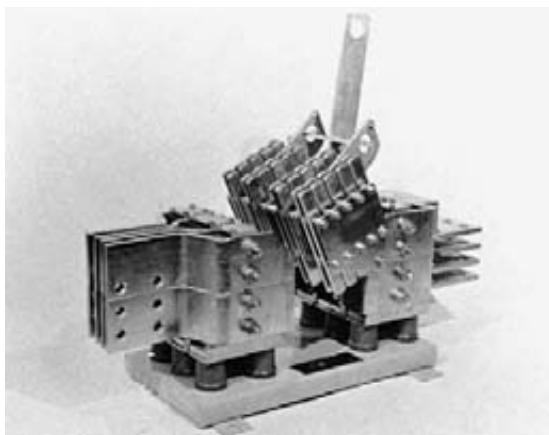
Un polo de un interruptor de cuerno apagaarcos trifásico de 3000 A, 735 kV y 60 Hz en posición abierta (izquierdo); en posición cerrada (derecho). El interruptor se puede operar manualmente girando un volante, o a control remoto por medio de un mando motorizado localizado inmediatamente debajo del volante. Otras características: altura cuando está cerrado: 12 400 mm; longitud: 7560 mm; masa: 3 t; capacidad de soportar una corriente máxima durante 10 ciclos: 120 kA; BIL: 2200 kV.

(Cortesía de Kearney)

**Figura 26.11**

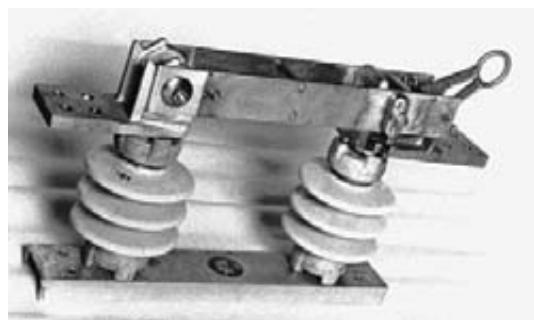
El arco producido entre los cuernos de un interruptor de desconexión en el momento en que interrumpe la corriente de excitación de un transformador de alto voltaje, proporcionó la luz para tomar esta foto nocturna.

(Cortesía de Hydro-Québec)

**Figura 26.13**

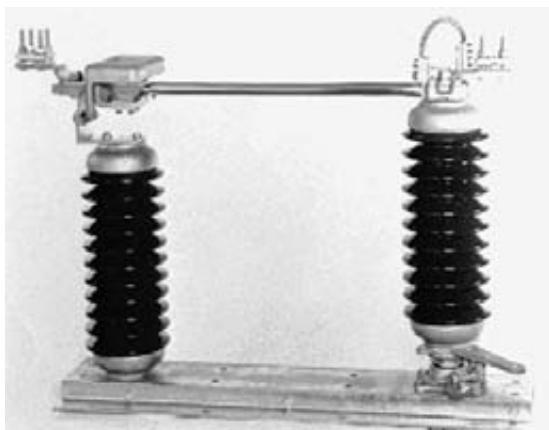
Interruptor de desconexión con capacidad de 10 kA y 1 kV para uso bajo techo.

(Cortesía de Montell Sprecher and Schuh)

**Figura 26.12**

Este interruptor de desconexión operado por una palanca tiene una capacidad de 2000 A, 15 kV y un BIL de 95 kV.

(Cortesía de Dominion Cutout)

**Figura 26.14**

Interruptor de desconexión con capacidad de 600 A y 46 kV para operación de lado.

(Cortesía de Kearney)

atmosféricas) o sobrevoltajes por conmutación. El extremo superior del relevador de protección está conectado a la línea o terminal que tiene que ser protegida, mientras que el inferior está firmemente conectado a tierra.

Idealmente, un relevador de protección contra sobrevoltajes limita cualquier voltaje que sobrepase el máximo especificado, permitiendo que una gran co-

rriente, si es necesario, se desvíe a tierra. De este modo, el relevador de protección absorbe energía del sobrevoltaje entrante. Por lo tanto, la característica $E-I$ de un relevador de protección ideal es una línea horizontal cuyo nivel corresponde al sobrevoltaje máximo permisible. En la práctica, la curva característica $E-I$ se curva hacia arriba (Fig. 26.18), pero aún se considera que es razonablemente plana.

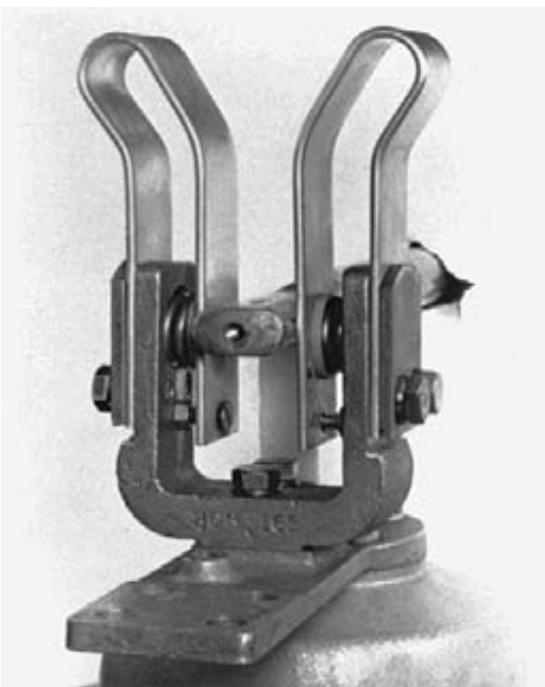


Figura 26.15

La cuchilla de un interruptor de desconexión de movimiento vertical está en contacto estrecho con dos contactos fijos, debido a la presión ejercida por dos poderosos resortes. Cuando el interruptor se abre, la cuchilla gira en su eje conforme se mueve hacia arriba. Durante el cierre del interruptor, el movimiento rotatorio inverso ejerce una acción de barrido contra los contactos fijos, garantizando así un excelente contacto.

(Cortesía de Kearney)

Algunos relevadores de protección se componen de un tubo de porcelana externo que contiene un ingenioso arreglo de discos apilados, entrehierros, ionizadores y bobinas. Los discos (o bloques de válvulas) están hechos de un material de carburo de silicio. La resistencia de este material se reduce drásticamente conforme se incrementa el voltaje.

En condiciones de voltaje normales, las distancias disruptivas evitan que fluya corriente a través de la columna tubular. Por lo tanto, la resistencia del relevador de protección es infinita. Sin embargo, si ocurre un serio sobrevoltaje, las distancias disruptivas se rompen y

el sobrevoltaje se descarga a tierra. La corriente subsiguiente de 60 Hz está limitada por la resistencia de los bloques de válvulas y el arco se alarga y enfriá simultáneamente en una serie de cámaras de arco. El arco se extingue de inmediato y el relevador de protección está listo entonces para proteger la línea contra el siguiente sobrevoltaje. El periodo de descarga es muy corto rara vez dura más de una fracción de milisegundo.

Un tipo de relevador de protección más moderno cuenta con bloques de válvulas hechos de discos de óxido de zinc apilados sin la utilización de entrehierros u otros dispositivos auxiliares. Su característica $E-I$ es similar a la del relevador de protección de carburo de silicio, excepto que es mucho más plana y por consiguiente más efectiva al desviar sobrecorrientes. Estos relevadores de protección de varistor de óxido metálico (MOV, por sus siglas en inglés) se utilizan mucho hoy en día.

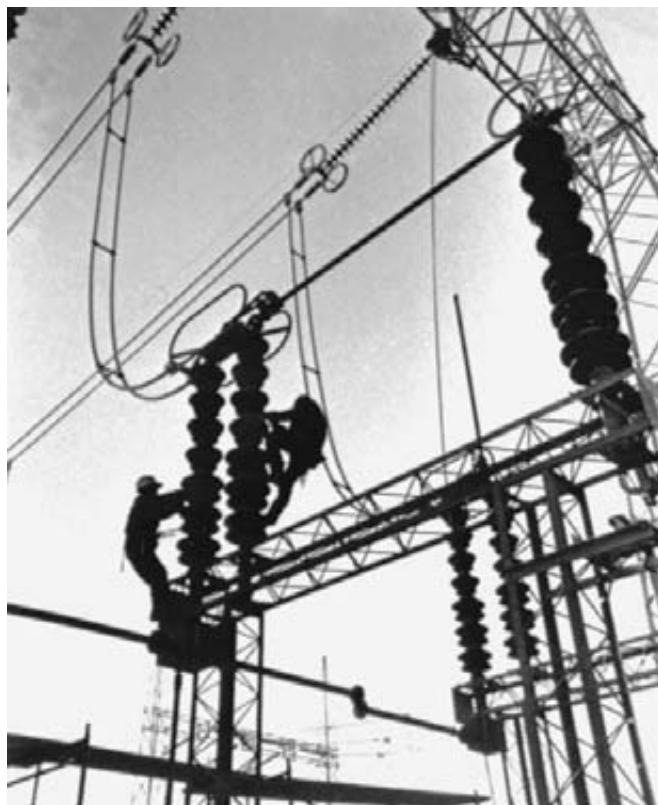
Los pararrayos con características muy planas también permiten reducir los requerimientos BIL del equipo instalado en las subestaciones (sección 25.12). En sistemas de alto y extra alto voltaje, la reducción del BIL reduce significativamente el costo del equipo instalado. La figura 26.19 muestra un pararrayos instalado en una subestación de extra alto voltaje.

26.7 Reactores limitadores de corriente

Por lo general, el bus o barra colectora de mediano voltaje de una subestación energiza varios alimentadores, los cuales conducen potencia hacia centros de carga regionales en torno a la subestación. Sigue que la impedancia de salida de la barra colectora de mediano voltaje generalmente es muy baja. Por consiguiente, si ocurriera un cortocircuito en uno de los alimentadores, la corriente de cortocircuito resultante sería desastrosa.

Considere, por ejemplo, un transformador trifásico de 69 MVA, 220 kV/24.9 kV con impedancia de 8% y una corriente secundaria nominal de 1600 A. Suministra potencia a ocho alimentadores de 200 A conectados a la barra colectora de mediano voltaje común (Fig. 26.20). Cada alimentador está protegido por un cortacircuito de 24.9 kV, 200 A cuya capacidad de interrupción es de 4000 A. Como la impedancia del transformador es de 8%, puede suministrar una corriente de cortocircuito secundaria de

$$\begin{aligned} I &= 1600 \times (1/0.08) \\ &= 20\,000 \text{ A} \end{aligned}$$

**Figura 26.16**

Como todo el equipo eléctrico, los interruptores de desconexión tienen que ser reparados e inspeccionados a intervalos regulares. Durante estas operaciones, la corriente tiene que ser desviada mediante líneas de enlace auxiliares dentro de la subestación. La fotografía muestra un polo de un interruptor de desconexión trifásico con capacidad de 2000 A, 345 kV.

(Cortesía de Hydro-Québec)

Esto crea un problema porque si un alimentador se pone en cortocircuito, el flujo de corriente resultante podría ser de 20 000 A, que es cinco veces más grande que la capacidad de interrupción del cortacircuito que protege el alimentador. El cortacircuito podría ser destruido al intentar interrumpir el circuito. Además, el alimentador podría sufrir daños desde el cortacircuito hasta donde ocurrió la falla eléctrica. Finalmente, ocurriría una violenta explosión en el lugar donde ocurrió la falla eléctrica misma, debido a la tremenda cantidad de energía térmica liberada por el arco ardiente.

Para evitar que suceda esto, se conecta una reactor limitador de corriente en serie con cada fase del alimentador (Fig. 26.21). La reactancia debe ser suficiente-

temente alta para mantener la corriente por debajo de la capacidad de interrupción del cortacircuito pero no tan alta como para producir una gran caída de voltaje en condiciones de plena carga normales. La figura 26.22 muestra otra aplicación en donde tres reactores limitadores de corriente están conectados en serie con una línea de alto voltaje.

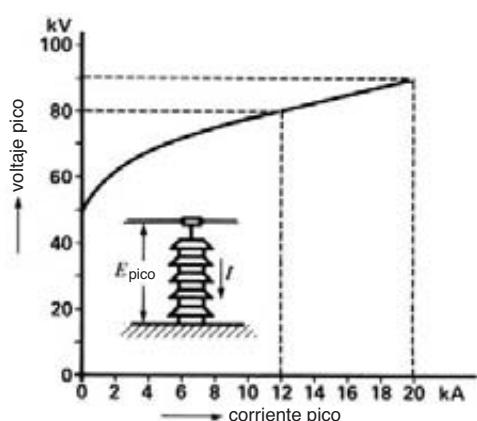
26.8 Transformador con conexión a tierra

En ocasiones tenemos que crear un neutro en un sistema trifásico de tres hilos para cambiarlo a uno trifásico de cuatro hilos. Podemos hacerlo mediante un transfor-

**Figura 26.17**

Interruptor de desconexión e interruptor de conexión a tierra combinados con capacidad de 115 kV. Las cuchillas del interruptor de conexión a tierra se muestran en la posición abierta horizontal. Estas cuchillas giran hacia arriba para embonar en tres contactos fijos al mismo tiempo que la línea se abre.

(Cortesía de Kearney)

**Figura 26.18**

Característica de voltaje-corriente de un relevador de protección contra sobrevoltajes con capacidad nominal de 30 kV (42.4 kV pico), utilizado en una línea de 34.5 kV (28.5 kV pico, de línea a neutro).

mador de *conexión a tierra*. Básicamente es un auto-transformador trifásico en el que los devanados primario y secundario están conectados en serie pero en zigzag en un núcleo de 3 patas (Fig. 26.23).

Si conectamos una carga monofásica entre una línea y el neutro, la corriente I en la carga se divide en tres corrientes iguales $I/3$ en cada devanado. Como las corrientes son iguales, el punto neutro permanece fijo y los voltajes de línea a neutro permanecen equilibrados como lo estarían en un sistema regular de 4 hilos. En la práctica, las cargas monofásicas están distribuidas tan uniformemente como es posible entre las tres fases respectivas y el neutro, para que la corriente de carga desequilibrada I permanezca relativamente pequeña.

26.9 Ejemplo de una subestación

La figura 26.24 muestra los elementos principales de una moderna subestación típica que suministra corriente a un gran suburbio. Se alimenta potencia a la subestación a 220 kV y se distribuye a 24.9 kV a varios centros de carga dentro de un radio aproximado de 5 km.

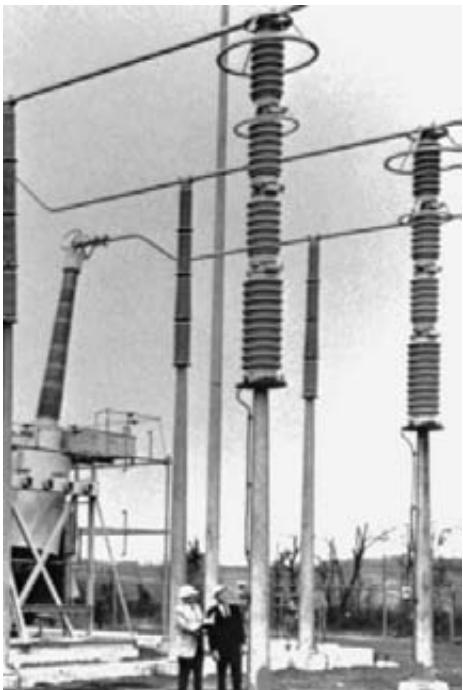


Figura 26.19

Pararrayos MOV protegen este transformador de EAV.
(Cortesía de General Electric)

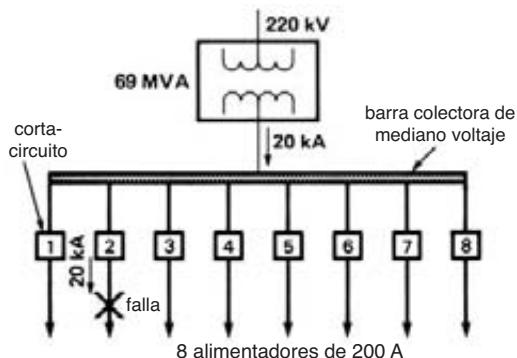


Figura 26.20

Barra colectora de mediano voltaje que alimenta ocho líneas, cada una protegida por un cortacircuito.

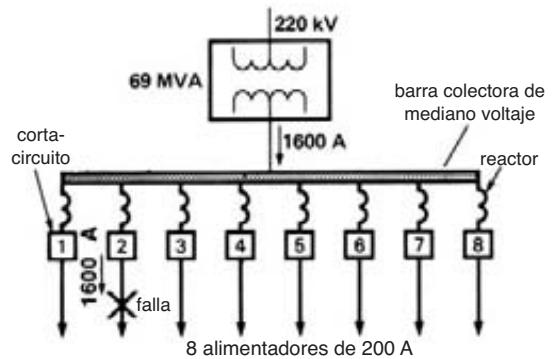


Figura 26.21

Reactores limitadores de corriente reducen la corriente de cortocircuito.

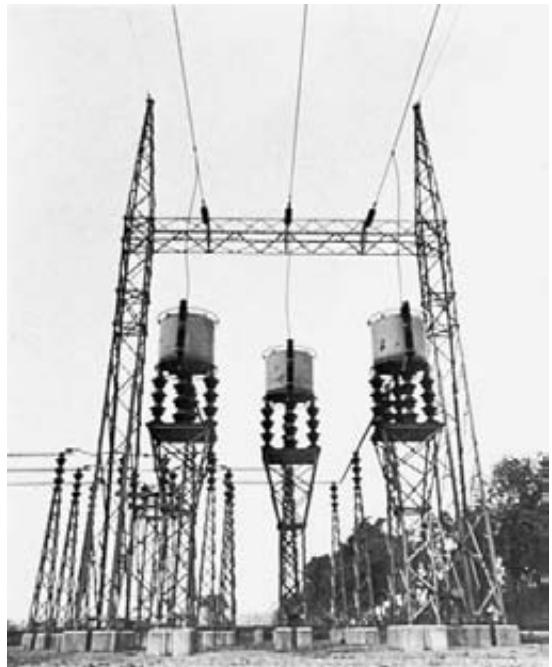


Figura 26.22

Tres reactores de 2.2Ω con capacidad de 500 A están conectados en serie con una línea trifásica de 120 kV y 60 Hz. Están aislados de tierra por cuatro columnas aislantes y cada una está protegida por un pararrayos.
(Cortesía de Hydro-Québec)

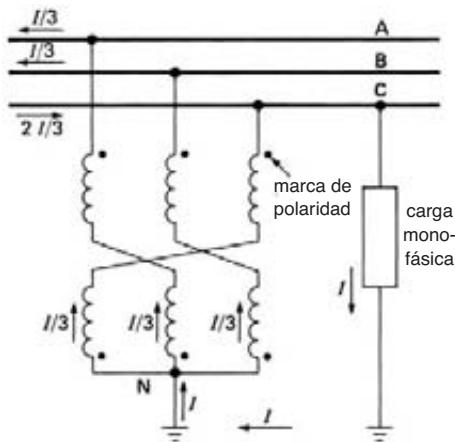


Figura 26.23
Transformador de conexión a tierra para crear un neutro trifásico.

La subestación es alimentada por tres líneas de transmisión que operan a 220 kV. Contiene seis transformadores trifásicos de 36/48/60 MVA, 220 kV/24.9 kV. Los devanados están conectados en Y-delta y cambiadores de tomas automáticos regulan el voltaje secundario.

Se establece un neutro en el lado de mediano voltaje por medio de transformadores trifásicos de conexión a tierra. Por consiguiente, se puede suministrar potencia monofásica a $24.9\sqrt{3} = 14.4$ kV.

Cortacircuitos de aceite mínimos con capacidad de interrupción de 32 kA protegen el lado de AV. Se utilizan cortacircuitos de aceite convencionales con capacidad de interrupción de 25 kA en el lado de MV. Además, todos los alimentadores salientes están protegidos por cortacircuitos con capacidad de interrupción de 12 kA.

Esta subestación completamente automática y autónoma cubre un área de 235 m × 170 m. Sin embargo, la conmutación de líneas y otras operaciones se pueden realizar por medio de telecomunicaciones desde un centro de despacho.

La subestación proporciona servicio a cientos de casas unifamiliares, docenas de edificios de departamentos, varios negocios y centros comerciales, una gran universidad y algunas industrias. Las figuras 26.25 y 26.26 muestran el diseño básico y los componentes de la subestación. Ahora estudiaremos el sistema de distribución que parte de la subestación.

26.10 Distribución a mediano voltaje

Treinta y seis alimentadores trifásicos (30 activos y 6 de repuesto), de 24.9 kV y 400 A, salen de la subestación. Cada alimentador está equipado con tres reactores limitadores de corriente que limitan las corrientes de cortocircuito de línea a tierra a un máximo de 12 kA. Algunos alimentadores son subterráneos, otros elevados y otros más son subterráneos/elevados.

Los alimentadores subterráneos constan de tres cables monofásicos de aluminio trenzados aislados con polietileno. A su vez, el aislante está rodeado por una envoltura espiral de conductores de cobre estañados que hacen las veces de tierra. El cable está instalado en un ducto subterráneo de concreto (Fig. 26.27) o simplemente enterrado en el suelo. Los cables de repuesto invariablemente están enterrados junto con los activos para proporcionar servicio alterno en el caso de una falla de corriente.

Las líneas aéreas de 24.9 kV están soportadas por postes de madera. Éstos también soportan circuitos de bajo voltaje y cables telefónicos. Las líneas de 24.9 kV tienen tomas en varios puntos para suministrar potencia trifásica y monofásica a residencias, establecimientos comerciales y centros de recreación (Fig. 26.28).

Para las áreas cercanas, el voltaje de línea de 24.9 kV es regulado dentro de límites aceptables por los transformadores de cambio de tomas en la subestación. En distritos más lejanos, se tienen que tomar medidas especiales para mantener el voltaje razonablemente estable con la carga cambiante. Por lo tanto, a menudo se instalan autotransformadores autorregulados (Fig. 26.29).

26.11 Distribución a bajo voltaje

En el extremo del consumidor de los alimentadores de mediano voltaje que salen de la subestación, el voltaje es reducido por transformadores de 24.9 kV a los voltajes mucho más bajos requeridos por los consumidores. En esta red suburbana típica hay dos sistemas de bajo voltaje:

1. Monofásico, de 120/240 V con neutro conectado a tierra
2. Trifásico, de 600/347 V con neutro conectado a tierra

El primer sistema se utiliza principalmente en casas habitación individuales y para potencia monofási-

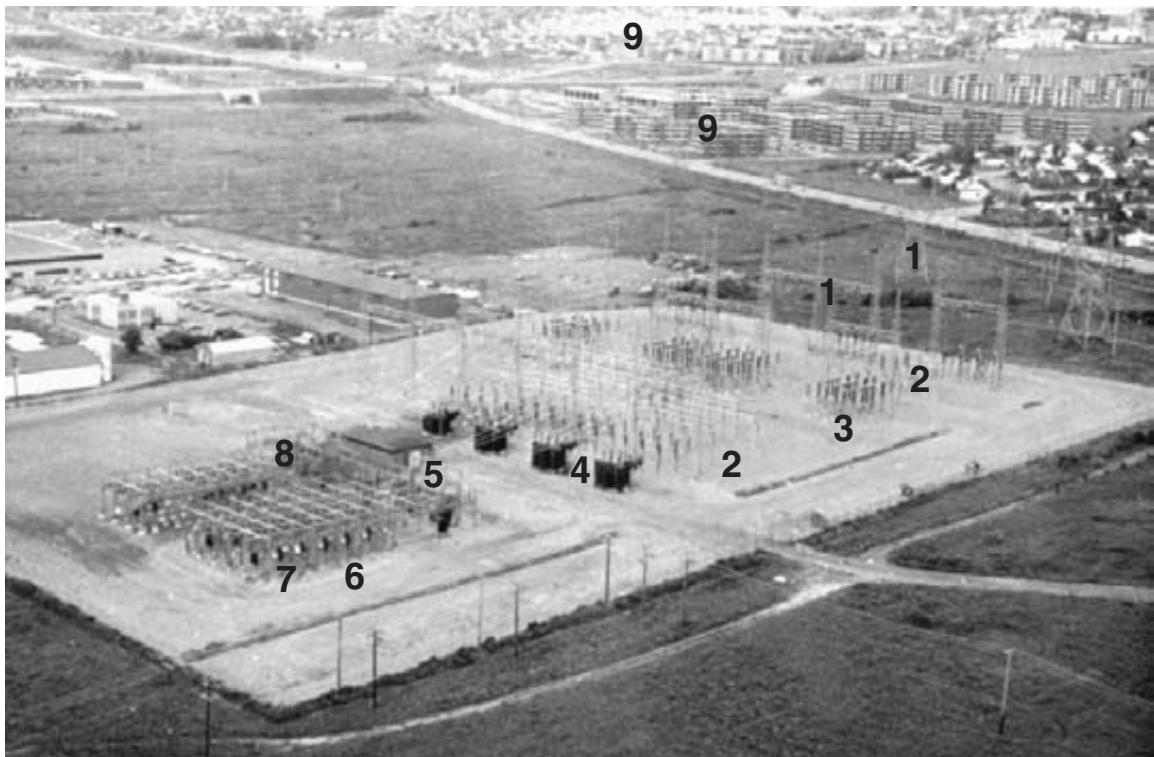


Figura 26.24

Vista aérea de una subestación que da servicio a un gran suburbio. Las líneas de 220 kV (1) entran a la subestación y se mueven a través de interruptores de desconexión (2) y cortacircuitos (3) para energizar los primarios de los transformadores (4). Los secundarios están conectados a una barra colectora de MV (5) que opera a 24.9 kV. Transformadores de conexión a tierra (6) y cortacircuitos de MV (7) alimentan potencia a través de reactores limitadores de corriente (8). La potencia es transportada por 36 alimentadores aéreos y subterráneos para proporcionar energía al suburbio (9).

Figura 26.25

Esta secuencia de 12 fotografías de la página siguiente muestra cómo fluye la energía a través de la subestación, a partir de las líneas de 220 kV hasta que sale por los alimentadores de 24.9 kV.

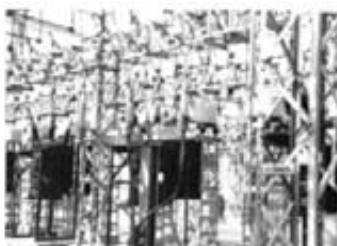
1. Línea entrante de 220 kV.
2. La línea pasa a través de tres transformadores de corriente (izquierda) y el equipo de la subestación está protegido por 3 pararrayos (derecha).
3. Tres interruptores de desconexión de AV están colocados adelante de los cortacircuitos.
4. Cortacircuitos de aceite de volumen mínimo compuestos de tres módulos en serie permiten que la línea se abra y se cierre bajo carga.
5. El grupo de transformadores trifásicos reduce el voltaje de 220 kV a 24.9 kV. Los pararrayos del lado derecho protegen los devanados de AV.
6. La línea de MV que sale del transformador alimenta la barra colectora de 24.9 kV.
7. Transformador de conexión a tierra y su cortacircuito de aceite asociado con capacidad disruptiva de 25 kV.
8. Reactores limitadores de corriente.
9. Cortacircuito trifásico con capacidad disruptiva de 12 kA.
- 10, 11. Alimentador subterráneo de MV con capacidad de 400 A, 24.9 kV/14.4 kV dirigido hacia el subsuelo hacia un centro de carga en el suburbio.
12. Todos los soportes de acero están sólidamente conectados a tierra por medio de conductores de cobre desnudo para evitar sobrevoltajes en el equipo producidos por rayos y otras alteraciones. La resistencia típica de la estación es de 0.1Ω .



1



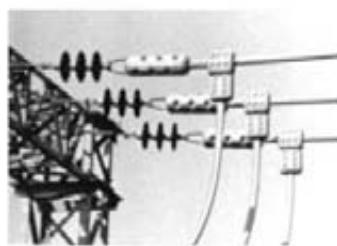
5



9



2



6



3



7



10



4



8



12

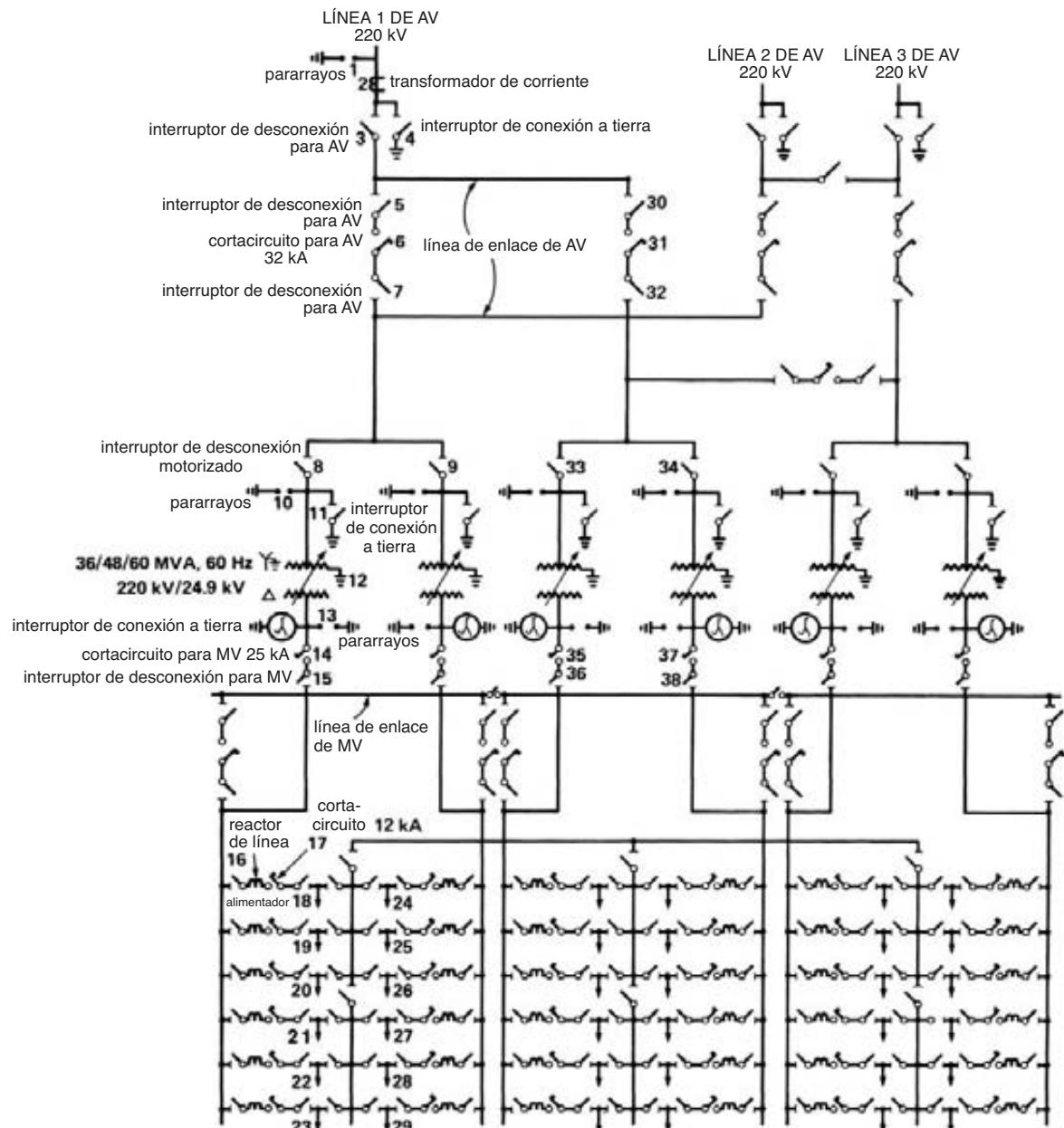


Figura 26.26

Diagrama esquemático de la subestación de la figura 26.24.



Figura 26.27
Alimentadores subterráneos de MV en un ducto de concreto.



Figura 26.29
Un autotransformador de cambio de toma automático mantiene voltajes constantes en largas líneas rurales.
(Cortesía de General Electric)



Figura 26.28
Alimentador aéreo de MV que da servicio a un distrito residencial.

ca de hasta 150 kVA. El segundo se utiliza en industrias, grandes edificios y centros comerciales donde el requerimiento de potencia es de menos de 2000 kVA.

Para servicio monofásico, los transformadores normalmente son de entre 10 kVA y 167 kVA y están montados en postes. La capacidad de voltaje es típicamente de 14 400 V/240-120 V. Los transformadores poseen un borne aislante único conectado a un lado del devanado de AV. El otro lado del devanado está conectado a la caja de acero, la que, a su vez, está conectada al conductor neutro y también a tierra (Fig. 26.30).

En el caso de instalaciones trifásicas, se utilizan tres transformadores monofásicos de 14 400 V/347 V. Las unidades están conectadas en Y-Y y el neutro del lado del primario está firmemente conectado a tierra.

El lado del secundario proporciona un voltaje de línea de 600 V y puede o no estar conectado a tierra. Este tipo de transformadores de distribución estándar no tiene tomas y no se utilizan cortacircuitos o fusibles en

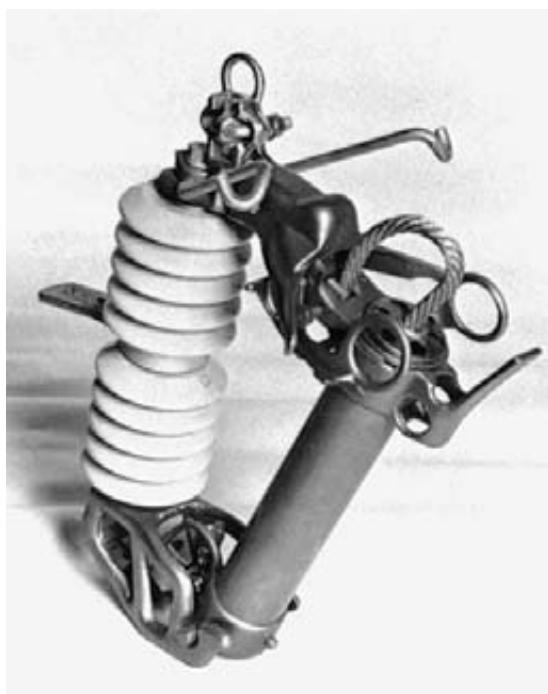
**Figura 26.30**

Un cortacircuito de fusible (arriba a la izquierda) y un pararrayos (arriba a la derecha) protegen un transformador monofásico de 25 kVA, 14.4 kV/240 V-120 V y 60 Hz.

el lado del secundario. Sin embargo, la terminal de AV del primario está protegida por un cortacircuito para evitar daños excesivos al equipo en caso de una falla eléctrica (vea las figuras 26.30 y 26.31).

PROTECCIÓN DE SISTEMAS DE DISTRIBUCIÓN DE MEDIANO VOLTAJE

Las líneas de mediando voltaje deben estar adecuadamente protegidas contra cortocircuitos para limitar los daños al equipo y restringir las fallas de corriente a un área lo más pequeña posible. Estas fallas de línea pueden ocurrir de varias maneras: ramas de árboles que se desprenden, acumulación de hielo, equipo defectuoso, líneas que se tocan entre sí, etc. Según estadísticas realizadas, el 85 por ciento de los cortocircuitos son temporales ya que duran sólo una fracción de segundo. Los mismos estudios revelan que el 70 por ciento ocurren

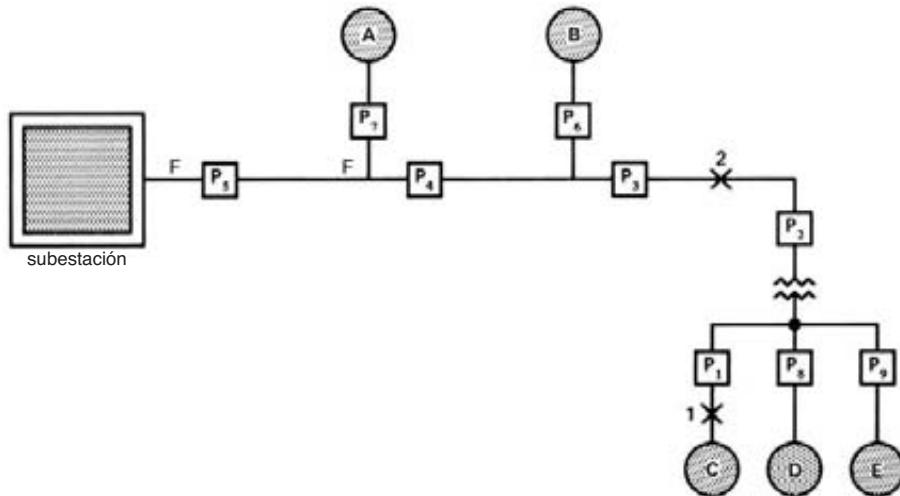
**Figura 26.31**

Cortacircuito de fusible tipo expulsión con capacidad de 7.5 kV y 300 A.
(Cortesía de Dominion Cutout)

entre una línea y tierra. Finalmente, los cortocircuitos que implican las tres fases de una línea de transmisión son raros. Los métodos de protección están basados en estas estadísticas y en la necesidad de proporcionar un servicio continuo a los clientes.

26.12 Coordinación de los dispositivos protectores

Cuando ocurre una falla eléctrica, la corriente se incrementa abruptamente, no sólo en la línea que falló, sino en todas las líneas que se dirigen directa o indirectamente al cortocircuito. Para evitar la corriente por sobrecarga debida a la activación simultánea de todos los dispositivos de protección asociados, debemos diseñar el sistema de modo que los dispositivos se activen selectivamente.

**Figura 26.32**

Los dispositivos protectores deben estar coordinados.

Un sistema bien coordinado hará que sólo aquellos dispositivos cercanos al cortocircuito se abran y que los demás permanezcan intactos. Para lograr esto, la corriente y el tiempo de activación de cada dispositivo se ajustan para proteger la línea y el equipo asociado, al mismo tiempo que se restringe la interrupción de corriente al número más pequeño de clientes.

Considere, por ejemplo, el sistema de distribución simple de la figura 26.32, compuesto de un alimentador principal F-F que parte de una subestación y abastece a un grupo de subalimentadores. Éstos suministran potencia a las cargas A, B, C, D y E. Un dispositivo protector está instalado en la entrada de cada subalimentador. De esta manera, si ocurre un cortocircuito, sólo ese subalimentador será desconectado del sistema. Por ejemplo, un cortocircuito en el punto 1 activaría el dispositivo P_1 pero no el P_2 . Asimismo, una falla en el punto 2 abriría a P_3 pero no a P_4 , etc. Un cortocircuito debe ser eliminado en unos cuantos ciclos. Por lo tanto, la coordinación entre los dispositivos protectores implica retrasos que se miden en milisegundos. En consecuencia, debemos conocer las características de activación de los fusibles y cortacircuitos de todo el sistema. Los dispositivos de protección que más se utilizan en líneas de MV son los siguientes:

1. Cortacircuitos de fusible
2. Restablecedores
3. Seccionadores

26.13 Cortacircuitos de fusible

Un *cortacircuito de fusible* es esencialmente un interruptor de desconexión de fusible. El fusible constituye el brazo móvil del interruptor. Gira cerca de un extremo y el circuito se puede abrir jalando el otro extremo del fusible con una palanca (Fig. 26.31). Los cortacircuitos son relativamente baratos y se utilizan para proteger transformadores y pequeños alimentadores monofásicos contra sobrecargas. Están diseñados de modo que cuando el fusible se funde, automáticamente gira hacia abajo, lo que indica que ha ocurrido una falla en la línea.

Los cortacircuitos de fusible poseen un fusible de cinta que se mantiene tenso mediante un resorte. El ensamblaje del fusible de cinta está colocado dentro de un tubo de porcelana o vidrio lleno de ácido bórico, aceite o tetracloruro de carbono. El fusible de cinta debe ser reemplazado cada vez que se funde, lo que a menudo provoca una falla de corriente relativamente larga. Para garantizar una buena coordinación, las características de corriente/tiempo se eligen con mucho

cuidado para cada cortacircuito. Un fusible de cinta fundido siempre debe ser reemplazado por otro exactamente de la misma capacidad.

26.14 Restablecedores

Un *restablecedor* es un cortacircuito que se abre en presencia de un cortocircuito y automáticamente se vuelve a cerrar o se restablece después de un breve espacio de tiempo. Éste puede durar desde una fracción de segundo hasta varios segundos. La secuencia de apertura/cierre puede repetirse dos o tres veces, según el ajuste del control interno del restablecedor. Si el

cortocircuito no se autoelimina después de dos o tres intentos de restablecer la línea, el restablecedor abre el circuito de manera permanente. Una cuadrilla de reparación debe localizar entonces la falla, eliminarla y accionar el restablecedor.

Los restablecedores de 24.9 kV pueden interrumpir las fallas de corriente de hasta 12 000 A. Están hechos para líneas monofásicas o trifásicas y en general se instalan en postes (Fig. 26.33). Los restablecedores se autoenergizan extrayendo su energía de la línea y almacenándola en poderosos resortes activadores por medio de electroimanes.



Figura 26.33
Recerrador automático que protege un alimentador trifásico.

26.15 Seccionadores

Cuando un alimentador principal está protegido por varios fusibles distribuidos a lo largo de la línea, a menudo es difícil obtener una coordinación satisfactoria entre ellos, con base sólo en el tiempo de fundición de los fusibles. En estas circunstancias, recurrimos a *seccionadores*. Un seccionador es un cortacircuito especial que se activa dependiendo del número de veces que un restablecedor se ha activado en la línea. En otras palabras, un seccionador trabaja de acuerdo con las “instrucciones” de un restablecedor.

Por ejemplo, considere un restablecedor R y un seccionador S que protegen un alimentador principal importante (Fig. 26.34). Si ocurre una falla en el punto mostrado, el restablecedor abrirá y recerrará automáticamente el circuito, de acuerdo con el programa predefinido. Un registrador en el interior del *seccionador* cuenta el número de veces que se ha activado el restablecedor y, exactamente antes de que se active por última vez, el seccinador se activa, pero permanentemente. Al hacerlo, priva a los clientes C y D de energía, pero también aísla la falla. Por consiguiente, cuando el recreador se cierra por última vez, permanecerá cerrado y

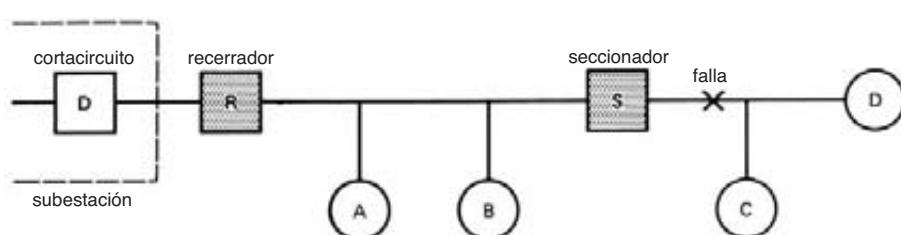


Figura 26.34
Sistema protector de recerrador/seccionador.

los clientes A y B continuarán recibiendo servicio. A diferencia de los restablecedores, los seccionadores no están diseñados para interrumpir corrientes de línea. Por lo tanto, se deben activar durante el intervalo en que la corriente de línea es cero, lo cual coincide con el tiempo en que el restablecedor está abierto.

Están disponibles seccionadores para líneas de transmisión monofásicas y trifásicas. Ofrecen varias ventajas sobre los cortacircuitos de fusible. Pueden ser restablecidos en un cortocircuito muerto sin temor de que ocurra una explosión, y no hay retraso por buscar un fusible de cinta del calibre correcto.

26.16 Revisión de la protección de mediano voltaje

Si examinamos el diagrama monofásico de un sistema de distribución típico, vemos que contiene docenas de restablecedores automáticos, seccionadores y cientos de cortacircuitos de fusible. El restablecimiento de cortacircuitos en la subestación puede ser coordinado con restablecedores y seccionadores en otra parte del sistema. La variedad de dispositivos disponibles hace posible proteger adecuadamente las líneas de MV utilizando combinaciones como las siguientes:

1. Cortacircuito-fusible
2. Cortacircuito-fusible-fusible
3. Cortacircuito-restablecedor-fusible
4. Cortacircuito-restablecedor-seccionador
5. Cortacircuito-seccionador-restablecedor-seccionador-fusible, etcétera

En áreas urbanas, las líneas son relativamente cortas y la posibilidad de fallas es bastante pequeña. Estas líneas se subdividen en tres o cuatro secciones, cada una protegida por cortacircuitos de fusible de un solo polo. No se requieren restablecedores ni seccionadores. En cambio, en distritos rurales, una línea de 24.9 kV puede ser bastante larga y por consiguiente más expuesta a fallas. En esos casos, la línea se subdivide en secciones y se protege mediante restablecedores y seccionadores para proporcionar un servicio satisfactorio.

DISTRIBUCIÓN DE BAJO VOLTAJE

Hemos visto que la energía eléctrica es suministrada al consumidor vía subestaciones de AV (alto voltaje) a

través de redes de MV (mediano voltaje) y finalmente vía circuitos de BV (bajo voltaje). En esta sección estudiaremos brevemente la organización de un sistema de distribución de bajo voltaje (BV).

26.17 Sistema de distribución de BV

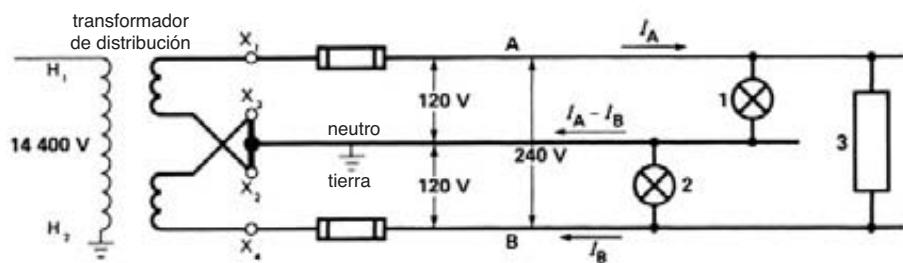
Los sistemas de bajo voltaje más utilizados en Norteamérica son

1. Monofásico, 2 conductores, 120 V
2. Monofásico, 3 conductores, 240/120 V
3. Trifásico, 4 conductores, 208/120 V
4. Trifásico, 3 conductores, 480 V
5. Trifásico, 4 conductores, 480/277 V
6. Trifásico, 3 conductores, 600 V
7. Trifásico, 4 conductores, 600/347 V

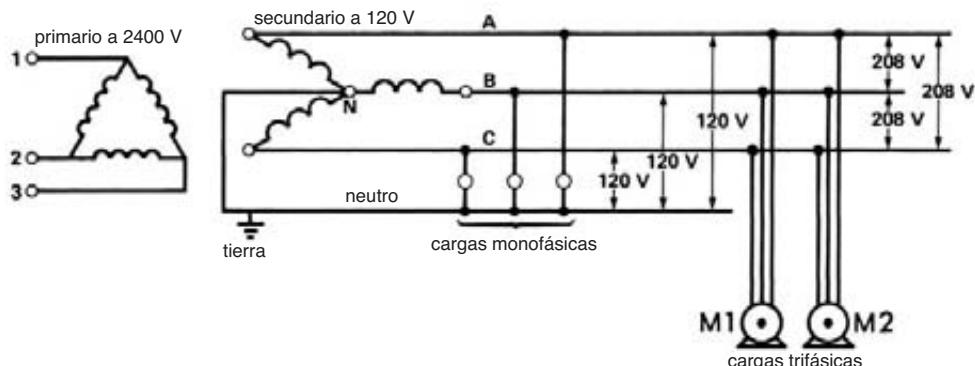
En Europa y otras partes del mundo se utilizan mucho sistemas trifásicos de 380/220 V, 50 Hz. Pese a los diferentes voltajes empleados, los principios básicos de la distribución de BV son los mismos en cualquier parte.

Sistema monofásico, 2 conductores, 120 V. Este sistema de distribución simple se utiliza sólo para cargas muy pequeñas. Cuando se tiene que suministrar servicio a cargas pesadas, el sistema de 120 V no es adecuado porque se requieren grandes conductores. Además, la caída de voltaje de línea bajo carga se vuelve considerable incluso en distancias cortas.

Sistema monofásico, 3 conductores, 240/120 V. Para reducir la corriente y por ello el diámetro de los conductores, el voltaje se eleva a 240 V. Sin embargo, como el nivel de 120 V aún es muy útil, se desarrolló el sistema de 3 conductores y 240 V/120 V. Este tipo de sistema de distribución es muy utilizado. La figura 26.35 es un diagrama altamente esquemático, que muestra los elementos esenciales de este sistema. El voltaje dual es producido por un transformador de distribución que tiene un devanado secundario doble (sección 11.1). El conductor común, llamado *neutro*, está firmemente conectado a tierra. Cuando las líneas "cargadas" A y B están igualmente cargadas, la corriente en el neutro es cero. Cuando la carga es desigual, la corriente neutra es igual a la diferencia entre las corrientes de línea $I_A - I_B$ (Fig. 26.35). Tratamos de distribuir las cargas de 120 V tan uniformemente como sea posible entre los dos conductores cargados y el neutro.

**Figura 26.35**

Sistema de distribución monofásico de 240 V/120 V.

**Figura 26.36**

Sistema de distribución trifásico de 4 conductores, 208 V/120 V.

¿Cuáles son las ventajas de este sistema de 3 conductores?

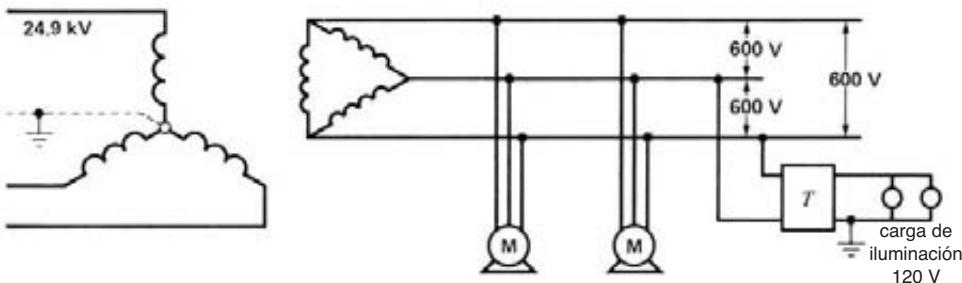
1. El voltaje de línea a tierra es de sólo 120 V, el cual es razonablemente seguro para uso doméstico.
2. La iluminación y las pequeñas cargas de motores pueden ser energizadas a 120 V, mientras que las cargas grandes, como estufas eléctricas y grandes motores, pueden ser alimentadas con la línea de 240 V.

Ambas líneas cargadas están protegidas por fusibles o cortacircuitos. Sin embargo, estos dispositivos protectores *nunca* se deben colocar en serie con el conductor neutro. La razón es que si el dispositivo se activa, los voltajes de línea a neutro se desequilibran. El voltaje a través de la línea de 120 V ligeramente cargada aumenta, en tanto que disminuye en el lado con

más carga. Esto significa que algunas luces son más tenues que otras y que, además, la intensidad variará conforme se prendan o apaguen los motores de refrigerador, elementos de estufa eléctrica, etc. Otra razón es que cuando el conductor neutro se abre, los fusibles de línea se vuelven inútiles.

Sistema trifásico, 4 conductores, 208/120 V. Podemos crear un sistema trifásico de 4 conductores utilizando tres transformadores monofásicos conectados en delta-Y. El neutro del secundario está conectado a tierra, como se muestra en la figura 26.36.

Este sistema de distribución se utiliza en edificios comerciales y pequeñas industrias porque el voltaje de línea de 208 V se puede utilizar para motores eléctricos u otras cargas grandes, en tanto que las líneas de 120 V se pueden utilizar para circuitos de iluminación y tomas de corriente. Las cargas monofásicas entre las tres líneas “cargadas” respectivas y el neutro se dispo-

**Figura 26.37**

Sistema de distribución trifásico de 3 conductores, 600 V.

nen para ser aproximadamente iguales. Cuando las cargas están perfectamente equilibradas, la corriente en el conductor neutro es cero.

Sistema trifásico, 3 conductores, 600 V. Un sistema trifásico de 3 conductores y 600 V se utiliza en fábricas donde se instalan motores muy grandes, de hasta 500 hp (Fig. 26.37). Se utilizan transformadores reductores de 600 V/240-120 V, distribuidos por todos los establecimientos, para alimentar cargas de iluminación y tomas de corriente.

Sistema trifásico, 4 conductores, 480/277 V. En edificios grandes y centros comerciales, se utiliza un sistema de distribución de 480 V y 4 conductores porque permite que los motores funcionen a 480 V en tanto que las luces fluorescentes operan a 277 V. Para tomas de corriente de 120 V se requieren transformadores aparte, normalmente alimentados por la línea de 480 V.

Lo mismo sucede con los sistemas de 4 conductores, 600/347 V.

26.18 Conexión a tierra de instalaciones eléctricas

La conexión a tierra de sistemas eléctricos es probablemente uno de los aspectos menos entendidos de la electricidad. No obstante, es un tema muy importante y una forma efectiva de evitar accidentes.

Como hemos visto, la mayoría de los sistemas de distribución eléctrica de edificios son conectados a tierra, casi siempre conectando el neutro a una tubería de agua o a la estructura de acero sólido. En sistemas de bajo voltaje, el propósito de la conexión a tierra es principalmente reducir el peligro de choques eléctricos.

Además, por razones de seguridad, la caja metálica del equipo eléctrico está sistemáticamente conectada a tierra en sistemas de alto, mediano y bajo voltaje.

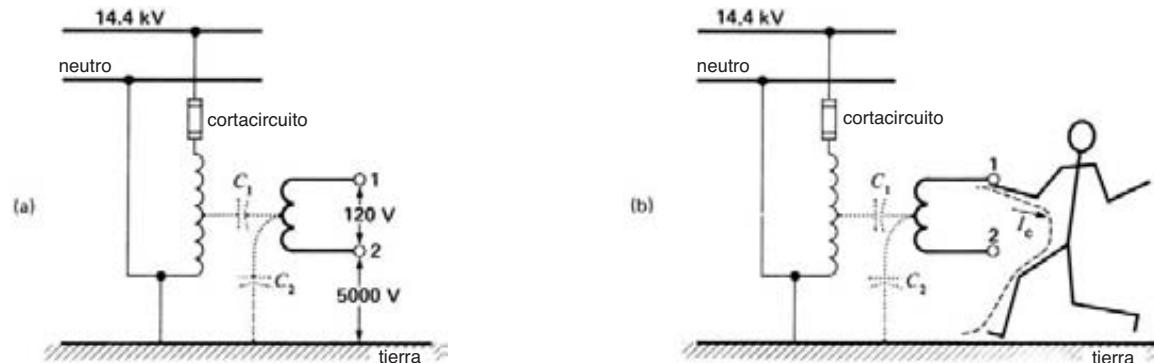
26.19 Choque eléctrico

Es difícil especificar si un voltaje es peligroso o no porque el choque eléctrico en realidad es provocado por la corriente que fluye a través del cuerpo humano. La corriente depende principalmente de la resistencia al contacto de la piel porque, en comparación, la resistencia del cuerpo es mínima. La resistencia al contacto varía con el espesor, la humedad y la resistividad de la piel.

Es general se afirma que las corrientes por debajo de 5 mA no son peligrosas. Entre 10 mA y 20 mA la corriente es potencialmente peligrosa porque la víctima pierde el control muscular y posiblemente no podría soltarse del conductor; por encima de 50 mA, las consecuencias pueden ser fatales.

La resistencia del cuerpo humano, medida entre las dos manos, o entre una mano y una pierna, varía de 500 a 50 k Ω . Si la resistencia de una mano seca es, digamos, de 50 k Ω , entonces el contacto momentáneo con una línea de 600 V puede no ser fatal ($I = 600 \text{ V}/50 \text{ k}\Omega = 12 \text{ mA}$). Pero la resistencia de una mano sudada es mucho más baja, de tal suerte que un voltaje de ca de sólo 25 V podría ser peligroso si la persona no puede soltarse.

Cuando fluye corriente alterna por el cuerpo, las contracciones musculares pueden impedir que la víctima se suelte. La corriente es particularmente peligrosa cuando fluye en la región del corazón. Induce una parálisis temporal y, si fluye durante un tiempo suficientemente largo, puede provocar fibrilación. La fibrilación es un ritmo cardíaco rápido y descoordinado que no está sincronizado con el ritmo de pulsaciones.

**Figura 26.38**

La capacitancia del transformador puede producir altos voltajes en su lado de BV.

En esos casos, la persona puede ser revivida aplicando respiración artificial.

Investigaciones estadísticas* han demostrado que existe una posibilidad en diez de que una corriente pueda provocar la muerte si satisface la siguiente ecuación:

$$I \geq 116/\sqrt{t} \quad (26.1)$$

donde

I = corriente que fluye a través del cuerpo [mA]

t = tiempo que dura el flujo de corriente [s]

116 = una constante empírica, que expresa la probabilidad de un desenlace fatal

El tiempo t está limitado entre 8 ms y 5 s. Por ejemplo, una corriente de 58 mA que fluye durante 4 s podría ser fatal.

26.20 Conexión a tierra de sistemas de 120 V y 240 V/120 V

Suponga que el devanado primario de un transformador de distribución está conectado entre la línea y el neutro de una línea de 14.4 kV (Fig. 26.38a). Si los conductores secundarios no están conectados a tierra,

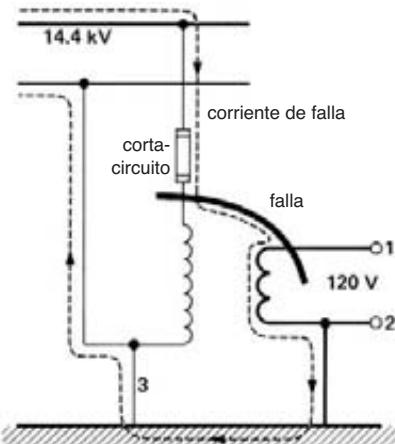
parecería que una persona podría tocar cualquiera de ellos sin sufrir daño alguno porque no existe regreso a tierra. Sin embargo, esto no es cierto.

En primer lugar, el acoplamiento capacitivo C_1 , C_2 entre el primario, el secundario y la tierra puede producir un alto voltaje entre las líneas secundarias y la tierra. Según la magnitud relativa de C_1 y C_2 , puede ser tan alto como 20 a 40 por ciento del voltaje primario. Si una persona toca cualquiera de los conductores secundarios, la corriente capacitiva I_c resultante podría ser peligrosa. Por ejemplo, si I_c es de sólo 20 mA, es posible que la persona no pueda soltarse (Fig. 26.38b).

Peor aún, suponga que un conductor de alto voltaje toca accidentalmente uno de 120 V. Esto podría ser provocado por una falla interna en el transformador, o por una rama o un árbol que cae a través de las líneas de MV y BV. En estas circunstancias, el sistema de BV estaría sometido a 14.4 kV. Este AV entre los conductores secundarios y tierra produciría de inmediato un salto masivo. El salto podría ocurrir en cualquier parte de la red secundaria, posiblemente en el interior de una casa o fábrica. Por consiguiente, un sistema secundario no conectado a tierra es un peligro potencial de incendio y puede ser la causa de serios accidentes en condiciones anormales.

Por otra parte, si una de las líneas secundarias está firmemente conectada a tierra, el contacto accidental entre un conductor de AV y uno de BV produce un cortocircuito. La corriente de cortocircuito sigue la trayectoria mostrada en la figura 26.39. La alta corriente quemará el fusible del lado de MV, con lo cual

* Daziel C. F., 1968, "Reevaluation of Lethal Electric Currents", *IEEE Transactions on Industry and General Application*, Vol. IGA-4, Núm. 5, pp. 467-475.

**Figura 26.39**

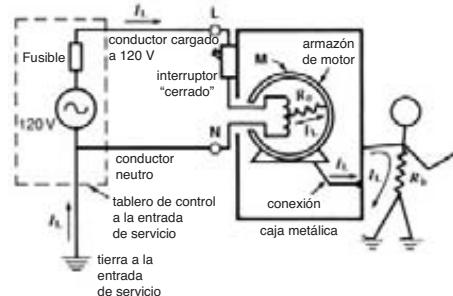
Una falla de AV a BV no es peligrosa si el secundario está firmemente conectado a tierra.

el transformador y el sistema de distribución secundario se desconectarán de la línea de MV. En conclusión, si el neutro del sistema de 120 V está *firamente* conectado a tierra, la diferencia de potencial entre la tierra y el conductor cargado 1 excederá ligeramente los 120 V. Sin embargo, si el electrodo de tierra tiene una alta resistencia (por ejemplo, 50Ω), el voltaje en el conductor 1 producido por una corriente de cortocircuito de MV-AV aún puede ser grande y potencialmente peligroso.

26.21 Conexión a tierra del equipo

El consumidor de electricidad está tocando constantemente equipo eléctrico de todas clases, desde aparatos domésticos y herramientas de mano hasta motores industriales, mecanismos de distribución y equipo de calefacción. Como hemos visto, los voltajes y corrientes asociados con este equipo exceden con mucho los que el cuerpo humano puede tolerar. Por consiguiente, se toman precauciones especiales para garantizar que el equipo sea seguro al tocarlo.

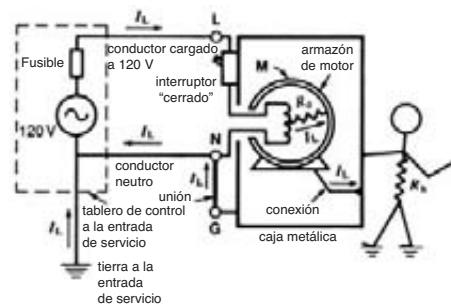
Para entender las características de seguridad de los modernos sistemas de distribución, comenzemos con un circuito monofásico simple compuesto de una fuente de 120 V conectada a un motor M (Fig. 26.40). El neutro está firmemente conectado a tierra en la entrada de servicio.

**Figura 26.40**

Las cajas metálicas no conectadas a tierra son potencialmente peligrosas.

Suponga que el motor forma parte de un aparato, como un refrigerador, y que el armazón del motor está conectado a la caja metálica no conectada a tierra. Si una persona la toca, nada sucederá si el equipo está funcionando apropiadamente. Pero si el aislante del devanado del motor se daña, la resistencia R_e entre los devanados y el armazón del motor puede reducirse desde varios megaohms a sólo unos cientos de ohms o menos. Una persona con resistencia corporal R_b completaría la trayectoria de la corriente a tierra como se muestra en la figura 26.40. Si R_e es pequeña, la corriente de fuga o escape I_L que fluye a través del cuerpo de la persona podría ser peligrosamente alta. Este sistema no es seguro.

Como primera solución, podríamos unir la caja metálica al conductor neutro conectado a tierra (Fig. 26.41). La corriente de fuga ahora fluye de los devanados del motor, a través del armazón de éste y la caja y

**Figura 26.41**

La unión de la caja al conductor neutro parece segura.

regresa directamente al conductor neutro. Como la caja permanece a potencial de tierra, una persona que toque la caja no experimentaría choque alguno.

El problema con esta solución es que el conductor neutro puede abrirse, ya sea por accidente o por una instalación defectuosa. Por ejemplo, si por descuido el interruptor que controla el motor se conecta en serie con el neutro y no con el conductor cargado, el motor aún se puede encender y apagar. No obstante, una persona que toque la caja mientras el motor está *apagado*, podría recibir un fuerte choque (Fig. 26.42). La razón es que cuando el motor con los devanados defectuosos está apagado, el potencial de su armazón y la caja se eleva al del conductor cargado.

Para evitar este problema, instalamos un tercer conductor, llamado conductor de *tierra*. Está unido (conectado) a la caja y se dirige a la tierra del sistema en el ta-

blero a la entrada de servicio (Fig. 26.43). Con esta disposición se hace que la caja permanezca al potencial de tierra. Una conexión defectuosa como la de la figura 26.42 produciría un cortocircuito, por lo que el fusible se quemaría. En sistemas conectados a tierra el conductor neutro nunca debe conectarse a la caja, excepto en casos especiales permitidos por el National Electrical Code.

El conductor de tierra puede estar desnudo o, si está aislado, debe ser de color verde. En instalaciones de cables blindados y “conduits”, el blindaje y el conduit sirven como conductor de tierra. Las tuercas de seguridad, los conectores de presión, las roscas y los bujes se deben apretar bien para hacer un buen contacto eléctrico entre la tierra a la entrada de servicio y los cientos de tomas de corriente que en ocasiones conforman una gran instalación.

En la actualidad, la mayoría de las tomas eléctricas están provistas de receptáculos de tres contactos —uno de corriente, uno neutro y uno de tierra (Fig. 26.44)—. Por consiguiente, los aparatos eléctricos y las herramientas de mano, como taladros eléctricos, están equipados con un cordón de tres conductores y

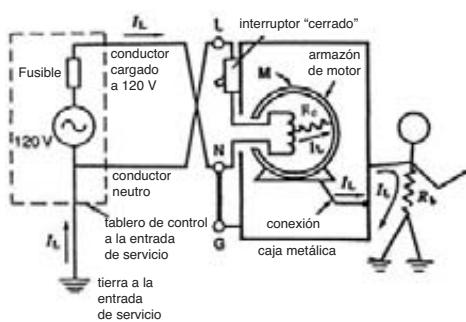


Figura 26.42

La unión de la caja metálica con el neutro aún puede ser peligrosa.

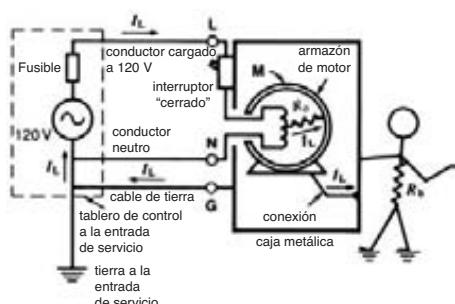


Figura 26.43

Un conductor de tierra aparte unido a la caja es seguro.

receptáculo de 120 V

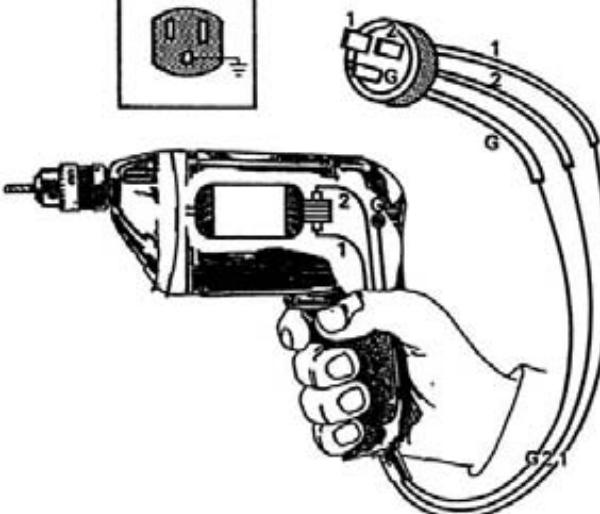
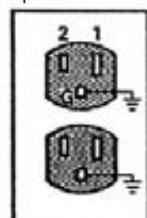


Figura 26.44

La cubierta metálica de herramientas de mano se debe conectar a tierra.

una clavija de tres puntas. Una excepción son los dispositivos doblemente aislados que están encerrados por completo en cajas de plástico. Están exentos del requerimiento de conductor de tierra, por lo que tienen clavijas de dos puntas.

26.22 Cortacircuito para falla de tierra

Los métodos de conexión a tierra que hemos estudiado hasta aquí generalmente son adecuados, pero en algunos casos se requieren más medidas de seguridad. Suponga, por ejemplo, que una persona mete un dedo en el sócket de una lámpara (Fig. 26.45). Aunque la cubierta metálica esté bien conectada a tierra, la persona recibirá un doloroso choque. O suponga que un tostador eléctrico de 120 V cae en una piscina. Los elemen-

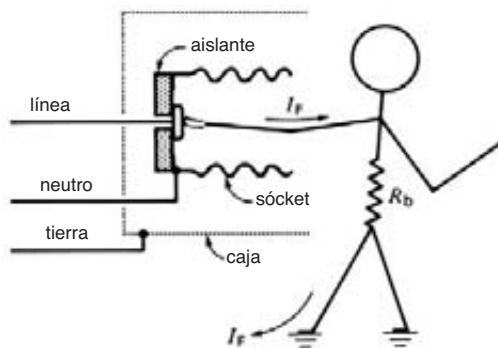


Figura 26.45
Caso especial donde el conductor de tierra no ofrece protección.

tos y contactos calefactores producirán una peligrosa corriente de fuga por toda la piscina, aun cuando el armazón del tostador esté bien conectado a tierra. Se han desarrollado dispositivos que cortan la fuente de potencia en cuanto ocurren estos accidentes. Por lo general, estos *cortacircuitos para falla de tierra* se activan en 25 ms si la corriente de escape es de más de 5 mA. ¿Cómo operan estos dispositivos protectores?

Un pequeño transformador de corriente rodea los conductores cargado y neutro como se ve en la figura 26.46. El devanado secundario está conectado a un detector electrónico sensible que puede activar un cortacircuito CB que está en serie con la línea de 120 V. En condiciones normales, la corriente I_W en el conductor de línea es exactamente igual a la corriente I_N en el neutro, así que la corriente neta ($I_W - I_N$) que fluye a través del agujero en el núcleo toroidal es cero. Por consiguiente, no se produce flujo en el núcleo, el voltaje E_F inducido es cero y el cortacircuito CB no se activa.

Suponga ahora que una corriente de falla I_F escapa directamente del conductor cargado a tierra. Esto podría suceder si alguien tocara una terminal cargada (Fig. 26.45). También se produciría una corriente de falla I_L si el aislante se rompiera entre el motor y la caja conectada a tierra. En cualquiera de estas condiciones, la corriente neta que fluye a través del agujero del núcleo toroidal ya no es cero sino igual a I_F o I_L . Se establece un flujo y se induce un voltaje E_F , el cual activa el CB. Como se tiene que detectar un desequilibrio de sólo 5 mA, el núcleo del transformador debe ser muy permeable a densidades de flujo bajas. A menudo se utiliza Supermalloy™ para este propósito porque su

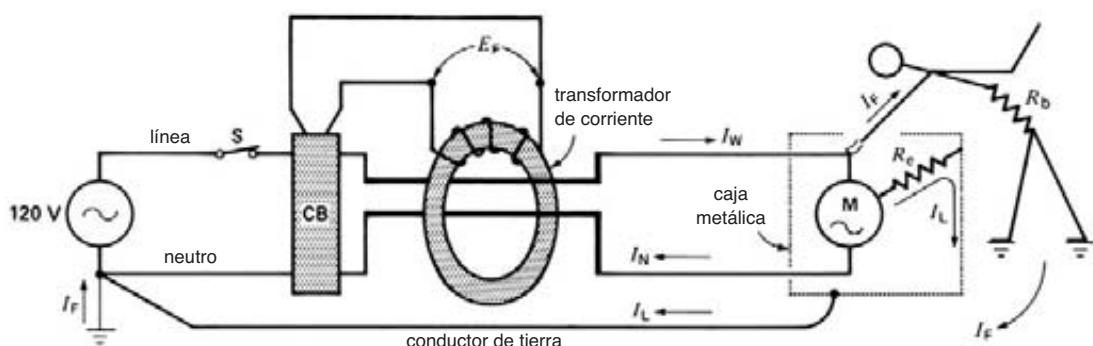


Figura 26.46
El cortacircuito para falla de tierra se activa cuando las corrientes de fuga I_L o I_F exceden los 5 mA.

permeabilidad relativa es por lo general de 70 000 con una densidad de flujo de sólo 4 mT.

26.23 Calentamiento rápido de un conductor: el factor I^2t

En ocasiones sucede que una corriente mucho más grande que la normal fluye durante un breve periodo en un conductor. Las pérdidas eléctricas I^2R son entonces muy grandes y la temperatura del conductor puede elevarse varios cientos de grados en una fracción de segundo. Por ejemplo, durante un severo cortocircuito pueden fluir corrientes intensas en conductores y cables antes de que el circuito sea abierto por el fusible o el cortacircuito.

Además, el calor no tiene tiempo para disiparse en el entorno, por lo que la temperatura del conductor se incrementa muy rápido. ¿Cuál es el aumento de la temperatura en estas condiciones?

Suponga que el conductor tiene una masa m , una resistencia R y una capacidad térmica c . Además, suponga que la corriente es I y que fluye durante un periodo t que por lo general es de menos de 15 segundos. El calor generado en el conductor está dado por

$$Q = I^2Rt \quad (26.2)$$

Con la ecuación 3.17 podemos calcular el aumento de la temperatura Δt para un valor dado de Q :

$$Q = mc\Delta t$$

así pues

$$I^2Rt = mc\Delta t$$

y por lo tanto

$$\Delta t = \frac{R}{mc}(I^2t) \quad (26.3)$$

Entonces, para un conductor dado el aumento de la temperatura depende del factor I^2t .

Es bien sabido que las altas temperaturas dañan el aislante que cubre un conductor. Por consiguiente, el factor I^2t es muy importante porque determina el aumento de la temperatura en condiciones de cortocircuito. Por ejemplo, un conductor de cobre AWG Núm. 2, inicialmente a una temperatura de 90 °C, no puede soportar un factor I^2t de más de $22 \times 10^6 \text{ A}^2\text{s}$ si su temperatura tiene que estar limitada a 250 °C durante un cortocircuito.

En general, el factor I^2t se puede calcular conociendo (a) la sección transversal del conductor, (b) su composición (cobre o aluminio) y (c) la temperatura máxima que puede tolerar. El factor I^2t para conductores de cobre y aluminio se calcula con las siguientes ecuaciones:

para conductores de cobre,

$$I^2t = 11.5 \times 10^4 A^2 \log_{10} \left(\frac{234 + \theta_m}{234 + \theta_0} \right) \quad (26.4)$$

para conductores de aluminio,

$$I^2t = 5.2 \times 10^4 A^2 \log_{10} \left(\frac{234 + \theta_m}{234 + \theta_0} \right) \quad (26.5)$$

donde

I = corriente de cortocircuito [A]

t = duración del cortocircuito [s]

A = sección transversal neta del conductor sin contar los espacios vacíos [mm²]

θ_0 = temperatura inicial del conductor [°C]

θ_m = temperatura final del conductor [°C]

Ejemplo 26-1

Una línea elevada hecha con un conductor AWG Núm. 3 de aluminio tiene una sección transversal de 26.6 mm². En condiciones normales este conductor puede conducir de forma continua una corriente de 160 A.

- Calcule el factor I^2t máximo permisible durante un cortocircuito, sabiendo que la temperatura inicial es de 80 °C y que la temperatura máxima no debe exceder los 250 °C.
- Se prevé una corriente de cortocircuito máxima de 2000 A en esta línea elevada. ¿Durante cuánto tiempo puede circular sin exceder el límite de temperatura de 250 °C?

Solución

- Con la ecuación 26.5 obtenemos

$$\begin{aligned} I^2t &= 5.2 \times 10^4 A^2 \log_{10} \left(\frac{234 + \theta_m}{234 + \theta_0} \right) \\ &= 5.2 \times 10^4 \times 26.6^2 \times \log_{10} \left(\frac{234 + 250}{234 + 80} \right) \\ &= 7 \times 10^6 \text{ A}^2\text{s} \end{aligned}$$

- b. La corriente de 2000 A puede fluir durante un tiempo t dado por

$$\begin{aligned}I^2t &= 7 \times 10^6 \\2000^2t &= 7 \times 10^6 \\t &= 1.75 \text{ s}\end{aligned}$$

Ejemplo 26-2

Se propone utilizar un conductor de cobre AWG Núm. 30 como fusible temporal. Si su temperatura inicial es de 50 °C, calcule lo siguiente:

- El factor I^2t necesario para fundir el conductor (el cobre se funde a 1083 °C)
- El tiempo requerido para fundir el conductor si la corriente de cortocircuito es de 30 A

Solución

- a. Con la ecuación 26.4 tenemos

$$\begin{aligned}I^2t &= 11.5 \times 10^4 \times 0.0507^2 \log_{10} \left(\frac{234 + 1083}{234 + 50} \right) \\&= 197 \text{ A}^2\text{s}\end{aligned}$$

- b. Con una corriente de 30 A obtenemos

$$\begin{aligned}I^2t &= 197 \\30^2 t &= 197 \\t &= 0.22 \text{ s}\end{aligned}$$

Por lo tanto, el fusible se fundirá en aproximadamente 220 ms.

26.24 El rol de los fusibles

Para proteger un conductor contra temperaturas excesivas durante un cortocircuito, debemos colocar un fusible en serie con el conductor. Debemos seleccionar el fusible de modo que su factor I^2t sea menor que aquel que producirá un aumento excesivo de la temperatura del conductor. De hecho, deseamos que el fusible se funda antes de que el conductor alcance una temperatura considerada peligrosa, usualmente de 250 °C. En la práctica, el factor I^2t del fusible es tal que produce temperaturas en el conductor muy por debajo de este límite máximo. No obstante, el factor I^2t del conductor es un elemento importante en la selección del fusible.

26.25 Instalación eléctrica en edificios

El sistema de distribución eléctrico en un edificio es el eslabón final entre el consumidor y la fuente original de la energía eléctrica. Todos estos sistemas de distribución internos deben satisfacer ciertos requerimientos básicos:

- Seguridad**
 - Protección contra choques eléctricos
 - Protección de los conductores contra daño físico
 - Protección contra sobrecargas
 - Protección contra ambientes hostiles
- Caída de voltaje en los conductores**
No debe pasar de 1 o 2 por ciento.
- Esperanza de vida**
El sistema de distribución debe durar un mínimo de 50 años.
- Economía**
El costo de la instalación debe reducirse al mínimo al mismo tiempo que se observan las normas pertinentes.

Las normas son establecidas por el National Electrical Code* y toda instalación eléctrica debe ser aprobada por un inspector antes de ponerla en servicio.

26.26 Componentes principales de una instalación eléctrica

Se utilizan muchos componentes en la conformación de una instalación eléctrica. El diagrama de bloques de las figuras 26.47 y 26.48, junto con las siguientes definiciones,[†] ayudarán al lector a entender el propósito de algunos de los elementos más importantes.

- Conductores de servicio.** Estos conductores se extienden desde el alimentador principal en la calle, o

* En Canadá, por el Canadian Electrical Code.

† Algunas tomadas del National Electrical Code.

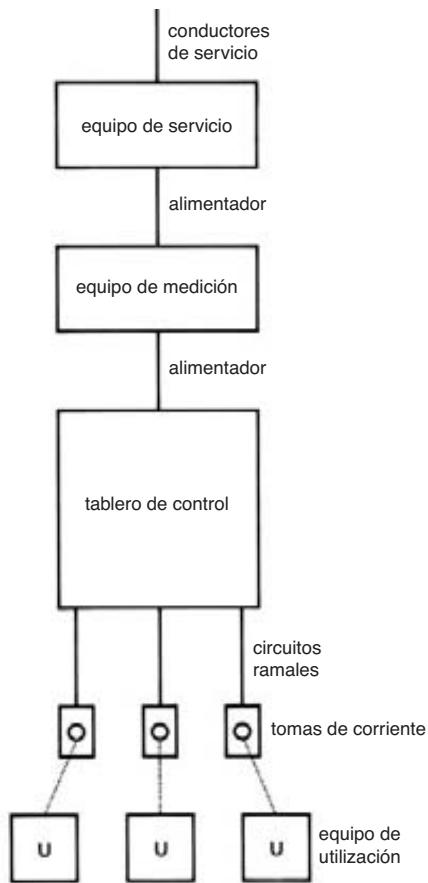
**Figura 26.47**

Diagrama de bloques del sistema eléctrico en una residencia. En muchos casos, el medidor se instala contra la corriente del equipo de servicio.

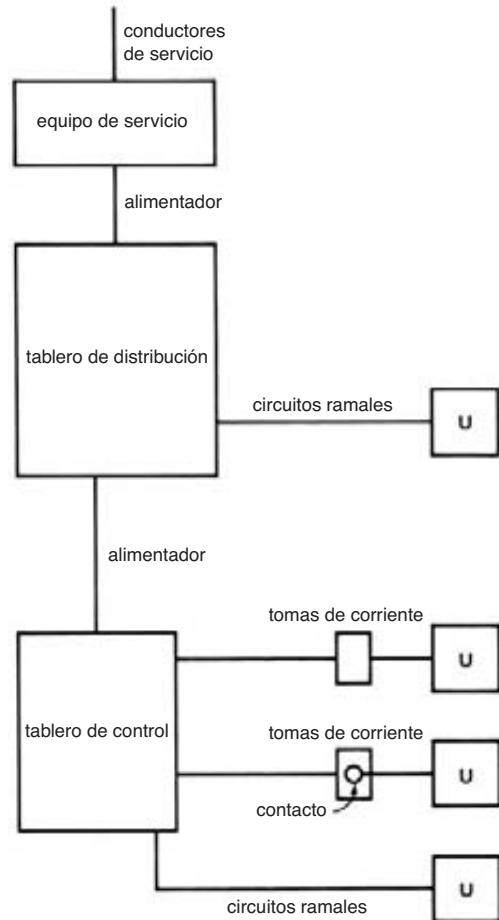
**Figura 26.48**

Diagrama de bloques del sistema eléctrico en un establecimiento industrial o comercial.

desde el transformador, hasta el equipo de servicio en la propiedad el consumidor.

2. Equipo de servicio. Es el equipo necesario, compuesto casi siempre de un cortacircuito o interruptor y fusibles, y sus accesorios, localizados cerca del punto de entrada de los conductores de servicio a un edificio u otra estructura, o un área definida, y pensados para constituir el control principal y los medios para interrumpir el suministro.

3. Equipo de medición. Son varios medidores y registradores para indicar la energía eléctrica consumida en la propiedad.

4. Tablero principal. Es un tablero único o un grupo de tableros diseñados para ensamblarse y formar un solo tablero; incluyendo barras colectoras, detectores de sobrecorriente automáticos y con o sin interruptores para controlar los circuitos de iluminación, calefacción o potencia; diseñados para ser colocados en un

gabinete o caja de cortacircuito colocada en una pared o muro divisorio y accesible sólo desde el frente.

5. Tablero de distribución. Es un gran tablero único, cuadro o ensamble de tableros en el cual se montan enfrente o detrás, o en ambos lados, interruptores, dispositivos contra sobrecorrientes y otros dispositivos de protección, barras colectoras y por lo general instrumentos. Generalmente se puede tener acceso a los tableros de distribución por atrás y por enfrente y no están diseñados para instalarse en gabinetes.

6. Alimentador. Son todos los conductores del circuito entre el equipo de servicio, o el tablero de distribución del generador de una planta aislada, y el dispositivo contra sobrecorrientes en el circuito ramal final.

7. Circuito de derivación. Son los conductores del circuito entre el dispositivo contra sobrecorrientes que protege el circuito y las tomas de corriente.

8. Toma de corriente. Es un punto en el circuito del alambrado eléctrico donde se toma la corriente para alimentar el equipo de utilización.

9. Contacto. Es un dispositivo de contacto instalado en la toma de corriente para conectar una clavija única.

10. Equipo de utilización. Es el equipo que utiliza energía eléctrica para servicios mecánicos, químicos, calefactores, de iluminación o similares.

Los diagramas extremadamente simplificados de las figuras 26.47 y 26.48 indican el tipo de sistemas de distribución utilizados en una casa y en un establecimiento industrial o comercial, respectivamente.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 26-1 ¿Cuál es la diferencia entre un cortacircuito y un interruptor de desconexión?
- 26-2 Mencione cuatro tipos de cortacircuitos.
- 26-3 El interruptor de desconexión mostrado en la figura 26.13 puede activar un máximo nominal de 200 W. Calcule el valor máximo permisible de la resistencia de contacto.
- 26-4 ¿Cuál es el propósito de un interruptor de conexión a tierra?
- 26-5 Mencione algunos de los componentes principales de una subestación.
- 26-6 La resistencia de tierra de una subestación es de 0.35Ω . Calcule el aumento del potencial

de la estructura de acero si la estación es impactada por una descarga eléctrica o rayo de 50 kA.

- | | | |
|------|---|--------------------|
| 26-7 | ¿Cuál es el propósito del siguiente equipo? | |
| | cortacircuito de fusible | conector de tierra |
| | restablecedor | relevador de |
| | reactor limitador | protección contra |
| | de corriente | sobrevoltajes |
| | contacto | |

Nivel intermedio

- 26-8 El pararrayos que tiene las características mostradas en la figura 26.18 está conectado a una línea cuyo voltaje de línea a neutro es de 34.5 kV.

Calcule

- a. El voltaje pico entre la línea y el neutro
- b. La corriente que fluye en el pararrayos en estas condiciones
- 26-9 En el problema 26-8 aparece un sobrevoltaje de 80 kV entre la línea y el neutro.

Calcule

- a. La corriente pico en el pararrayos
- b. La potencia pico disipada en el pararrayos
- c. La energía disipada en el pararrayos si el sobrevoltaje dura efectivamente $5 \mu s$
- 26-10 La figura 26.26 es un diagrama esquemático de una subestación y la figura 26.25 muestra el equipo real. ¿Puede correlacionar los símbolos del diagrama esquemático con el equipo?
- 26-11 Es necesario realizar reparaciones en el cortacircuito Núm. 6 de alto voltaje mostrado en la figura 26.26. Si se deben mantener en servicio las tres líneas de 220 kV, ¿cuáles interruptores de desconexión se deben mantener abiertos?
- 26-12 Los reactores limitadores de corriente (8) mostrados en la figura 26.25 limitan la corriente de cortocircuito a 12 kA en los alimentadores de 24.9 kV. Calcule la reactancia e inductancia de cada bobina.
- 26-13 En la figura 26.35 las cargas resitivas 1, 2 y 3 absorben 1200 W, 2400 W y 3600 W, respectivamente. Calcule la corriente:

- a.** En las líneas A y B
b. En los conductores neutros
c. En la línea de AV
- 26-14 En la figura 26.37 el circuito de iluminación está apagado y los dos motores juntos absorben 420 kVA de la línea de 600 V. Calcule la corriente en las líneas de MV.
- 26-15 Trace una gráfica (I contra t) de la ecuación 26.1 para corrientes entre 10 mA y 2 A. Sombree las regiones potencialmente mortales. Diga si las siguientes condiciones son peligrosas:
a. 300 mA durante 10 ms
b. 30 mA durante 2 min
- 26-16 Explique la operación de un cortacircuito para falla de corriente.
- Nivel avanzado*
- 26-17 Las siguientes cargas están conectadas a la línea de 240 V/120 V mostrada en la figura 26.35.
carga 1: 6 kW, $\cos \theta = 1.0$
carga 2: 4.8 kW, $\cos \theta = 0.8$ retrasado
carga 3: 18 kVA, $\cos \theta = 0.7$ retrasado
- a.** Calcule las corrientes en las líneas A y B y el neutro.
b. ¿Cuál es la corriente en la línea de MV?
c. ¿Cuál es el factor de potencia del lado de MV?
- 26-18 Aludiendo a la figura 26.36, las cargas conectadas tienen los siguientes valores:
cargas monofásicas: 30 kW cada una
motor M1: 50 kVA, $\cos \theta = 0.5$ retrasado
motor M2: 160 kVA, $\cos \theta = 0.80$ retrasado
- a.** Calcule las corrientes en los devanados secundarios.
b. Calcule las corrientes de línea y el factor de potencia del lado de 2400 V.
- 26-19 En la figura 26.37, un voltímetro sensible lee 300 V entre una línea de 600 V y tierra, aun cuando el sistema de 600 V no está conectado a tierra. ¿Puede explicar este fenómeno?
- 26-20 El aceite del gran transformador de potencia mostrado en el extremo izquierdo de la figura 26.26 tiene que ser filtrado y limpiado. Sin interrumpir el flujo de potencia de las tres líneas entrantes de 220 kV, diga qué cortacircuitos y qué interruptores de desconexión se tienen que abrir y en qué orden.
- 26-21 En los elementos 10 y 11 de la figura 26.25, cada uno de los tres conductores de aluminio que conforman el alimentador trifásico de 24.9 kV (línea a neutro de 14.4 kV) tiene una sección transversal de 500 MCM. El cable posee las siguientes características, por fase y por kilómetro de longitud:
resistencia: 0.13Ω
reactancia inductiva: 0.1Ω
reactancia capacitiva: 3000Ω
- a.** Trace el circuito equivalente de una fase si la longitud de la línea es de 5 km.
b. Si no se utilizan reactores limitadores de corriente en la línea, calcule la corriente de cortocircuito si ocurre una falla en el extremo de la línea.
c. Dada la capacidad de 12 kA de los cortacircuitos, ¿se requiere un reactor en la línea en este caso especial?

CAPÍTULO 27

El costo de la electricidad

27.0 Introducción

En 1999 las compañías de electricidad en los Estados Unidos suministraron aproximadamente 3130 TW·h de energía eléctrica a sus clientes industriales, comerciales y residenciales (Tabla 27A). Esta enorme cantidad de energía representa 1.1 kW de potencia al servicio continuo de cada hombre, mujer y niño, 24 horas al día. La producción, transmisión y distribución de esta energía implica costos importantes que pueden ser divididos en dos categorías principales: costos fijos y costos de operación.

Los *costos fijos* comprenden los cargos por depreciación de edificios, presas, turbinas, generadores, cortacircuitos, transformadores, líneas de transmisión y otros equipos utilizados en la producción,

transmisión y distribución de energía eléctrica. Estas inversiones representan sumas enormes de cientos de miles de millones de dólares.

Los *costos de operación* incluyen salarios, costos de combustible, gastos de administración y cualquier otro gasto diario o semanal.

Teniendo en cuenta la importancia relativa de estos dos tipos de costos, las compañías de electricidad han establecido estructuras tarifarias tan equitativas como sea posible para sus consumidores. Las tarifas están basadas en los siguientes rubros:

1. La cantidad de energía consumida [kW·h]
2. La *demand*a o proporción a la que se consume la energía [kW]
3. El factor de potencia de la carga

TABLA 27A CONSUMO DE ENERGÍA ELÉCTRICA EN LOS ESTADOS UNIDOS (1999)*

Tipo de cliente	Número de consumidores	Consumo total [TW·h]	Consumo mensual por consumidor [kW·h]
Industrial	527 000	1018	161 000
Comercial	13 964 000	971	5 792
Residencial	109 817 000	1141	866

*Estas estadísticas para 1999 fueron extraídas de información proporcionada por la Energy Information Administration (www.eia.doe.gov). Se espera que el incremento anual en el consumo de energía sea de aproximadamente 2 por ciento. Por lo tanto, en 2005 la energía total ascenderá a 3525 TW·h.

27.1 Tarifa basada en la energía

El costo de la electricidad depende, en primer lugar, de la cantidad de energía ($\text{kW}\cdot\text{h}$) consumida. Sin embargo, aun cuando el consumidor no utilice energía en absoluto, tiene que pagar un cargo por servicio mínimo, porque cuesta dinero mantenerlo conectado a la línea.

Conforme se incrementa el consumo, el costo por kilowatt·hora se reduce, casi siempre en una escala descendente. Por lo tanto, la tarifa doméstica puede iniciar a 20 centavos por kilowatt·hora para los primeros 100 $\text{kW}\cdot\text{h}$, reducirse a 10 centavos/ $\text{kW}\cdot\text{h}$ para los siguientes doscientos $\text{kW}\cdot\text{h}$ y terminar a 8 centavos/ $\text{kW}\cdot\text{h}$ para el resto de la energía consumida. El mismo principio general aplica a usuarios de energía eléctrica de mediana a gran potencia.

27.2 Tarifa basada en la demanda

El costo mensual de la electricidad suministrada a un gran cliente depende no sólo de la energía consumida, sino también de la proporción a la cual es utilizada. En otras palabras, el costo también depende de la *potencia activa* (kW) absorbida de la línea. Para entender la razón de esta estructura tarifaria dual, considere el siguiente ejemplo.

Dos fábricas A y B están conectadas a una línea de alto voltaje por medio de los transformadores T_A y T_B , respectivamente (Fig. 27.1). La fábrica A opera a plena carga, noche y día, incluidos los sábados y los dominicos,

y absorbe constantemente 1000 kW de potencia activa. Al final del mes (720 h), ha consumido un total de $1000 \text{ kW} \times 720 \text{ h} = 720\,000 \text{ kW}\cdot\text{h}$ de energía.

La fábrica B consume la misma cantidad de energía, pero su carga cambia continuamente. Por lo tanto, la potencia fluctúa entre 50 kW y 3000 kW, como se muestra en la figura. Obviamente, la capacidad del transformador y de la línea de transmisión que abastece a la fábrica B debe ser mayor que la que abastece a la fábrica A. En consecuencia, la compañía de electricidad debe invertir más capital para dar servicio a la fábrica B, por lo que es razonable que ésta pague más por su energía.

Es conveniente, tanto para el cliente como para la compañía de electricidad, que la energía sea consumida a una proporción constante. Mientras más constante sea la potencia, menor será el costo.

27.3 Medidor de demanda

Las gráficas de la figura 27.1 muestran impulsos de voltaje que duran muy poco tiempo. Estos impulsos de voltaje corresponden a la alta potencia absorbida por motores al momento de arrancarlos. Sin embargo, la alta potencia de arranque no dura un tiempo suficientemente largo como para garantizar que la compañía de electricidad instale un equipo correspondientemente grande. Surge entonces la pregunta: ¿Cuánto debe durar la sobrepotencia para considerarla significativa? La respuesta depende de varios factores, pero en gene-

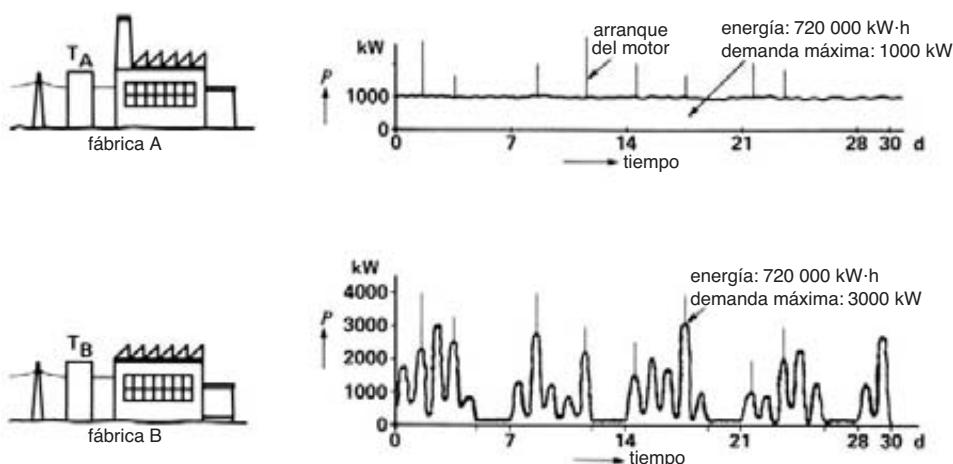


Figura 27.1

Comparación entre dos fábricas que consumen la misma energía pero cuyas demandas son diferentes.

ral se considera que el periodo es de 10, 15 o 30 minutos. Para usuarios de potencia muy grandes, como municipios, el periodo de prorratoe puede ser de hasta 60 minutos, y se llama *intervalo de demanda*.

Para monitorear la potencia absorbida por una planta, se instala un medidor especial en la entrada de servicio del cliente, el cual mide automáticamente la potencia promedio durante intervalos de demanda sucesivos (15 minutos, por ejemplo). La potencia promedio medida durante cada intervalo es lo que se llama *demand*. Conforme pasa el tiempo, el medidor registra fielmente la demanda cada 15 minutos y una manecilla se mueve hacia arriba y hacia abajo en una escala calibrada conforme cambia la demanda. Para registrar la demanda máxima, el medidor tiene una segunda manecilla que es empujada escala arriba por la primera. La segunda manecilla simplemente permanece en la posición más alta a la cual es empujada. Al final del mes, un empleado de la compañía toma la lectura de la demanda máxima y vuelve a poner la manecilla en cero.

Este medidor especial se llama *medidor de demanda* y se instala en la entrada de servicio de la mayoría de las industrias y establecimientos comerciales (Fig. 27.2). La figura 27.3 muestra un medidor impresor de



Figura 27.2
Medidor de energía y demanda combinadas.
(Cortesía de Sangamo)

demand para medir las grandes cargas industriales. La impresión constituye un registro permanente de la demanda y se utiliza para propósitos tanto de diagnóstico como de facturación.

Ejemplo 27-1

La gráfica de la figura 27.4 representa la potencia activa consumida por una gran fábrica entre las 7:00 y las 9:00 de la mañana. El medidor de demanda tiene un intervalo de demanda de 30 minutos. Supongamos que a las 7:00 la primer manecilla lee 2 MW mientras que la



Figura 27.3
Medidor impresor de demanda.
(Cortesía de General Electric)

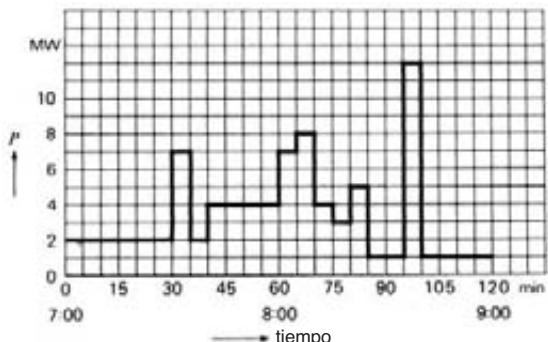


Figura 27.4
Registro instantáneo de la potencia activa absorbida por una planta.

segunda manecilla (empujada) indica 3 MW. ¿Cuáles son las lecturas en las horas siguientes?

- 7:30
- 8:00
- 8:30
- 9:00

Solución

- De acuerdo con la gráfica, la potencia promedio (o demanda) entre las 7:00 y las 7:30 es de 2 MW. Por consiguiente, la manecilla 1 continúa indicando 2 MW a las 7:30 y la 2 permanece donde estaba, en 3 MW.
- La potencia promedio (demanda) entre las 7:30 y las 8:00 es igual a la energía dividida entre el tiempo:

$$\begin{aligned} P_d &= (7 \text{ MW} \times 5 \text{ min} + 2 \text{ MW} \times 5 \text{ min} + \\ &\quad 4 \text{ MW} \times 20 \text{ min}) / 30 \text{ min} \\ &= 4.17 \text{ MW} \end{aligned}$$

Durante este intervalo de 30 minutos, la manecilla 1 se mueve gradualmente de 2 MW (a las 7:30) a 4.17 MW (a las 8:00) y empuja la manecilla 2 a 4.17 MW. Por consiguiente, a las 8:00 ambas manecillas indican 4.17 MW. Observe que la lectura de demanda es considerablemente menor que el pico de 7 MW que ocurrió durante este intervalo.

- La demanda entre las 8:00 y las 8:30 es

$$\begin{aligned} P_d &= (7 \times 5 + 8 \times 5 + 4 \times 5 + 3 \times 5 + \\ &\quad 5 \times 5 + 1 \times 5) / 30 \\ &= 4.67 \text{ MW} \end{aligned}$$

Por lo tanto, a las 8:30 ambas manecillas se han movido a 4.67 MW.

- La demanda entre las 8:30 y las 9:00 es

$$\begin{aligned} P_d &= (1 \times 5 + 12 \times 5 + 1 \times 20) / 30 \\ &= 2.83 \text{ MW} \end{aligned}$$

Durante este intervalo de 30 minutos, la manecilla 1 cae de 4.67 MW a 2.83 MW, pero la manecilla 2 se detiene en 4.67 MW, la demanda máxima previa.

27.4 Tarifa basada en el factor de potencia

Muchas máquinas de corriente alterna, como motores de inducción y transformadores, absorben potencia reactiva para producir sus campos magnéticos. Por consiguiente, el factor de potencia de estas máquinas es menor que la unidad y también lo es el factor de potencia de la fábrica donde están instaladas. Un factor de potencia bajo incrementa el costo de la energía eléctrica, como lo demuestra el siguiente ejemplo.

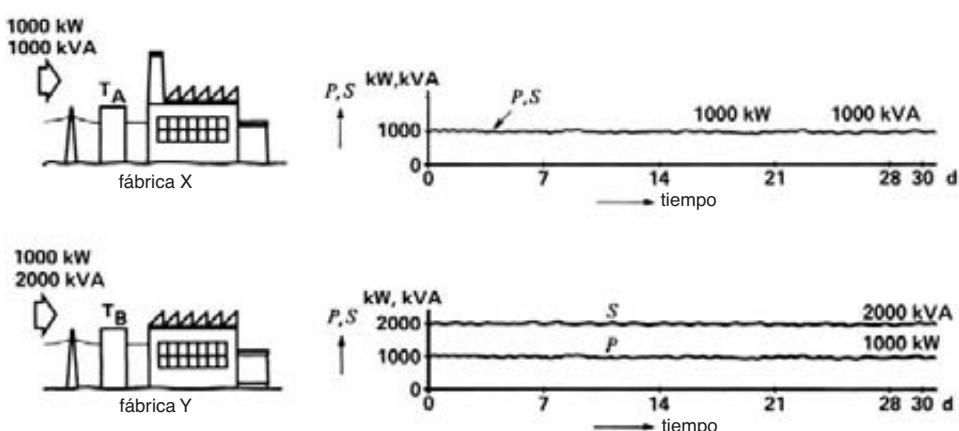


Figura 27.5

Una planta con factor de potencia bajo requiere líneas de transmisión y equipo más grandes.

Considere dos fábricas X y Y que consumen la misma cantidad de energía ($\text{kW}\cdot\text{h}$) y, además, tienen la misma demanda máxima (kW). Sin embargo, el factor de potencia de X es unitario mientras que el de Y es de 50 por ciento (Fig. 27.5).

Como la energía y la demanda son las mismas, los medidores de watts-horas mostrarán la misma lectura al final del mes. A primera vista parecería que ambos usuarios deben pagar la misma cantidad. Sin embargo, no hay que pasar por alto la *potencia aparente* absorbida por cada planta.

Potencia aparente absorbida por la fábrica X:

$$\begin{aligned} S &= P/\cos \theta & (7.7) \\ &= 1000/1.0 \\ &= 1000 \text{ kVA} \end{aligned}$$

Potencia aparente absorbida por la fábrica Y:

$$\begin{aligned} S &= P/\cos \theta = 1000/0.5 \\ &= 2000 \text{ kVA} \end{aligned}$$

Como la corriente en la línea es proporcional a la potencia aparente, la fábrica Y absorbe dos veces la corriente que absorbe la fábrica X. Por consiguiente, los conductores de la línea que alimentan la fábrica Y deben ser dos veces más grandes. Peor aún, los transformadores, cortacircuitos, interruptores de desconexión y otros dispositivos que suministran energía a Y deben tener dos veces la capacidad de los que abastecen a X.

Así, la compañía de electricidad debe invertir más capital para dar servicio a la fábrica Y; en consecuencia, es lógico que deba pagar más por su energía, aun cuando consuma la misma cantidad. En la práctica, la estructura tarifaria está diseñada para incrementar automáticamente la factura siempre que el factor de potencia sea bajo. La mayoría de las compañías de electricidad requieren que el factor de potencia de sus clientes industriales sea de 90 por ciento o más, para beneficiarse con la tarifa mínima. Cuando el factor de potencia es demasiado bajo, es conveniente que el cliente lo mejore, en lugar de que pague la factura mensual más alta. Por lo general, esto se hace instalando capacitores en la entrada de servicio a la planta, del lado de la carga del equipo de medición. Estos capacitores pueden suministrar una parte de (o toda) la potencia reactiva requerida por la planta. Los capacitores industriales para corrección de factor de potencia se componen de unidades monofásicas y trifásicas con capacidad de 5 kvar a 200 kvar.

27.5 Estructura tarifaria básica

Las tarifas de las compañías de electricidad varían en gran medida de un área a otra, así que sólo podemos ver una aproximación general del tema. La mayoría de las compañías dividen a sus clientes en categorías, de acuerdo con su demanda de potencia. Por ejemplo, una compañía de electricidad distingue las siguientes cuatro categorías de potencia:

1. *Potencia doméstica*: potencia correspondiente a las necesidades de casas y departamentos rentados
2. *Pequeña potencia*: potencia de menos de 100 kilowatts
3. *Mediana potencia*: potencia de 100 kilowatts y más, pero de menos de 5000 kilowatts
4. *Gran potencia*: potencia de más de 5000 kilowatts

La tabla 27B muestra, comparativamente, el tipo de estructuras tarifarias que aplican a cada una de estas categorías. Además, en general la compañía de electricidad y el cliente de mediana o gran potencia firman un contrato. Éste puede estipular una demanda mínima mensual, un factor de potencia mínimo, la regulación de voltaje y varias otras cláusulas concernientes a la potencia de la empresa, tasa de crecimiento, pasivos, energía no pico, energía estacional, incrementos de precios, etc. Sin embargo, en el caso de residencias, el plan tarifario es bastante simple (vea la tabla 27B).

27.6 Controladores de demanda

Para consumidores industriales y comerciales, la demanda máxima es muy importante al facturar la electricidad. Pueden obtener ahorros sustanciales manteniendo la demanda máxima tan baja como sea posible. Por lo tanto, se puede instalar una alarma para que emita un sonido de advertencia siempre que la demanda esté a punto de exceder un máximo establecido. De esta manera, se pueden apagar las cargas que no sean absolutamente esenciales, hasta que el pico haya pasado. Este procedimiento puede ser realizado automáticamente por un controlador de demanda que conecta y desconecta cargas individuales para que permanezcan dentro de la demanda máxima establecida (Fig. 27.6). Este dispositivo puede ahorrarle fácilmente miles de dólares al año a un cliente de mediana potencia.

TABLA 27B ESTRUCTURAS TARIFARIAS TÍPICAS**Estructura tarifaria residencial**

Cláusulas típicas:

1. "...Esta tarifa aplicará a servicio eléctrico en casas habitación privadas únicas..."
2. "...Esta tarifa aplica a corriente alterna monofásica a 60 Hz..."

Plan tarifario

Cargo mensual mínimo: \$5.00 +

primeros 100 kW·h por mes a 5 centavos/kW·h
siguientes 200 kW·h por mes a 3 centavos/kW·h
excedente sobre 200 kW·h por mes a 2 centavos/kW·h

Estructura tarifaria de potencia general (mediana potencia)

Cláusulas de contrato típicas:

1. "...La demanda máxima del cliente para el mes, o su demanda contratada, es de por lo menos 50 kW pero no más de 5000 kW..."
2. "...La compañía de electricidad pondrá a la disposición del cliente 1000 kW de potencia durante la vigencia de este contrato..."
3. "...La potencia será suministrada a un voltaje de línea nominal trifásico de 480 V, 60 Hz..."
4. "...La potencia contratada no será utilizada para provocar perturbaciones inusuales en el sistema de la Compañía de Electricidad. En el caso de perturbaciones inmoderadas, incluyendo corrientes armónicas, que interfieran con sistemas de comunicación, el cliente corregirá a sus expensas tales perturbaciones..."
5. "...Las variaciones de voltaje no excederán de 7 por ciento hacia arriba y hacia abajo del voltaje de línea nominal..."
6. "...La compañía de electricidad realizará pruebas periódicas de su equipo de medición a fin de mantener un alto estándar de precisión..."
7. "...El cliente utilizará la potencia de modo que la corriente esté razonablemente equilibrada en las tres fases. El cliente acepta tomar medidas correctivas si la corriente en la fase más intensamente cargada excede la corriente en cualquiera de las otras dos fases en más de 20 por ciento. Si dicho desequilibrio no es corregido, la Compañía de Electricidad puede medir la carga en fases individuales y calcular la demanda para facturación al triple de la demanda máxima en cualquier fase..."
8. "...La demanda máxima para cualquier mes será la mayor de las demandas medida en kilowatts durante cualquier periodo de 30 minutos del mes..."
9. "...Si el 90 por ciento de los kVA promedio más altos medidos durante cualquier periodo de 30 minutos es más alto que la demanda máxima, tal cantidad será utilizada como la demanda para facturación..."

Plan tarifario

Cargo por demanda: \$3.00 por mes por kW de demanda para facturación

Cargo por energía: 4 centavos/kW·h para las primeras 100 horas de demanda para facturación
2 centavos/kW·h para los siguientes 50 000 kW·h por mes
1.2 centavos/kW·h para la energía restante

Estructura tarifaria de potencia general (gran potencia)

Cláusulas típicas del contrato:

1. "...La demanda máxima del cliente para el mes o su demanda contratada es de más de 5000 kW..."
2. Cláusulas similares a las cláusulas 2 a 8 enlistadas en el contrato de Potencia General (mediana potencia) dado arriba.
3. "...La duración del contrato será de 10 años..."
4. "...La factura mínima para cualquier mes será igual a 70 por ciento del cargo por demanda más alta durante los 36 meses previos..."
5. La Compañía de Electricidad no estará obligada a suministrar más potencia que la demanda contratada por el cliente..."

TABLA 27B ESTRUCTURAS TARIFARIAS TÍPICAS

Plan tarifario
Cargo por demanda: Primeros 75 000 kW de demanda por mes a \$2.50 por kW
Excedente sobre los 75 000 kW de demanda por mes a \$2.00 por kW
Cargo extra por cualquier demanda que excede la demanda contratada por el cliente a \$2.20 por mes por kW
Cargo por energía: Primeros 20 millones de kW·h por mes a 6.1 mills por kW·h*
Siguientes 30 millones de kW·h por mes a 6.0 mills por kW·h
Energía adicional a 5.9 mills por kW·h

*1 mill = un milésimo de un dólar, o un décimo de un centavo.

Ejemplo 27-2

Facturación de un cliente doméstico

El propietario de una casa consume 900 kW·h durante el mes de agosto. Calcule la factura de electricidad utilizando el plan tarifario residencial dado en la tabla 27B.

Solución

Cargo mínimo	= \$5.00
Primeros 100 kW·h @ 5 centavos/kW·h	= 5.00
Siguientes 200 kW·h @ centavos/kW·h	= 6.00
Energía restante consumida $(900 - 300) = 600 \text{ kW}\cdot\text{h}$	
600 kW·h @ 2 centavos/kW·h	<u>= 12.00</u>
TOTAL facturado para el mes	\$28.00

Esto representa un costo promedio de $2800/900 = 3.11$ centavos/kW·h.

Por lo general, los medidores de demanda no se instalan en casas porque la demanda rara vez excede los 10 kW.

La tabla 27C muestra la energía consumida por varios aparatos eléctricos utilizados en el hogar. La figura 27.7 es un ejemplo de una casa totalmente eléctrica calentada por calentadores eléctricos manuales.

Ejemplo 27-3

Facturación para un cliente de mediana potencia

Una pequeña industria que opera día y noche, 7 días a la semana, consume 260 000 kW·h por mes. La demanda máxima es de 1200 kW, y la demanda de kVA máxima es de 1700 kVA. Observe que la demanda en esta fábrica se mide tanto para potencia activa (kW) como para potencia aparente (kVA). Calcule la factu-

ra de electricidad utilizando un plan tarifario de mediana potencia (Tabla 27B).

Solución

La cláusula 9 es importante en este caso porque el 90% de la demanda de kVA es igual a $90 \times 1700 = 1530$ kVA, que es mayor que la demanda máxima de 1200 kW. Por consiguiente, la demanda para propósitos de facturación es de 1530 kW y no de 1200



Figura 27.6

Controlador de demanda automático que desactiva las cargas no esenciales siempre que la demanda alcanza un nivel preestablecido o de acuerdo con un programa establecido. Este modelo puede controlar hasta 96 cargas.

(Cortesía de Gentec Inc.)

TABLA 27C CONSUMO MENSUAL PROMEDIO DE APARATOS ELECTRODOMÉSTICOS

Consumo mensual promedio de una familia de 5 personas en una casa moderna equipada con una lavadora y un lavaplatos automáticos.

Aparato	kW·h consumidos	Aparato	kW·h consumidos
calentador de agua (2000 galones/mes)	500	lavadora	100
refrigerador	100	cafetera	9
estufa	100	estéreo	9
iluminación	100	radio	7
secadora	70	podadora de césped	7
lavaplatos	30	aspiradora	4
tetera eléctrica	20	tostador	4
sartén eléctrico	15	reloj	2
plancha	12		

kW. El factor de potencia de la planta es bajo, así que la demanda para facturación (1530 kW) es más alta que la demanda medida (1200 kW).

Aplicando el plan tarifario, el cargo por demanda es

$$1530 \text{ kW} @ \$3.00/\text{kW} = \$4590$$

El cargo por energía para las primeras 100 h es

$$1530 \text{ kW} \times 100 \text{ horas}$$

$$= 153\,000 \text{ kW}\cdot\text{h} @ 4 \text{ centavos/kW}\cdot\text{h}$$

$$= 153\,000 \times 0.04 = 6120$$

$$\begin{array}{ll} \text{El cargo por energía para los siguientes } 50\,000 \text{ kW}\cdot\text{h} & \\ \text{es } 50\,000 \text{ kW}\cdot\text{h} @ 2 \text{ centavos/kW}\cdot\text{h} & = 1000 \end{array}$$

El resto de la energía es

$$(260\,000 - 153\,000 - 50\,000) = 57\,000 \text{ kW}\cdot\text{h}$$

El cargo por energía para el resto de la energía es

$$57\,000 \text{ kW}\cdot\text{h} @ 1.2 \text{ cents/kW}\cdot\text{h} = 684$$

$$\begin{array}{ll} \text{TOTAL facturado para el mes} & \\ \$12394 & \end{array}$$

El costo promedio de la energía es

$$\begin{array}{ll} \text{costo unitario} & = 12\,394 / 260\,000 \\ & = 4.77 \text{ centavos/kW}\cdot\text{h} \end{array}$$

La figura 27.8 muestra una planta equipada tanto con un controlador de demanda como con capacitores para corrección de factor de potencia.

Ejemplo 27-4

Facturación de un consumidor de gran potencia

Una fábrica de papel consume 28 millones de kilowatts-horas de energía por mes. El medidor de demanda



Figura 27.7

Casa totalmente eléctrica que consume un máximo de 9400 kW·h en enero y un mínimo de 2100 kW·h en julio.

da registra una demanda pico de 43 000 kW. Calcule la factura mensual utilizando el plan tarifario de gran potencia dado en la tabla 27B.

Solución

- El cargo por demanda es
43 000 kW @ \$2.50/kW = \$ 107 500
- El cargo por energía para los primeros 20 millones de kW·h es
20 millones de kW·h @ 6.1 mill/kW·h
 $20 \times 10^6 \times 6.1 / 1000 = 122\,000$
- El cargo por energía para los siguientes



Figura 27.8

Industria totalmente eléctrica que abarca un área de 1300 m². Se calienta haciendo pasar corriente a través de la malla de alambre de refuerzo del piso de concreto. Un controlador de carga conecta y desconecta las secciones calentadoras (cargas no prioritarias) según el nivel de producción (cargas prioritarias). De esta manera, la demanda se mantiene bajo el nivel preestablecido. Consumo anual de energía: 375 000 kW·h; demanda máxima en invierno: 92 kW; demanda máxima durante el verano: 87 kW.

(Cortesía de Lab-Volt)

$$\begin{aligned}
 (28 - 20) &= 8 \text{ millones de kW·h es} \\
 8 \text{ millones de kW·h} @ 6.0 \text{ mill/kW·h} & \\
 8 \times 10^6 \times 6.0/1000 &= 48\,000 \\
 \text{TOTAL facturado para el mes} & \$ 277\,500
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Costo promedio por kW·h} &= \\
 277\,500/28 \times 10^6 &= 9.9 \times 10^{-3} = 9.9 \text{ mill} \\
 \text{o aproximadamente 1 centavo/kW·h} &
 \end{aligned}$$

Una factura mensual de casi \$300 000 puede parecer alta, pero debemos recordar que probablemente representa menos del 5 por ciento del precio de venta del producto terminado.

La figura 27.9 da una idea de la potencia y energía consumidas por una gran ciudad.

27.7 Corrección del factor de potencia

La corrección (o mejora) del factor de potencia es económicamente factible siempre que la disminución en el costo anual de la electricidad excede el costo amortizado de la instalación de los capacitores requeridos. En algunos casos el cliente no tiene opción pero debe cumplir con el factor de potencia mínimo especificado por la compañía de electricidad.

El factor de potencia se puede mejorar instalando capacitores en la entrada de servicio a la fábrica o empresa comercial. En otros casos puede ser conveniente corregir el factor de potencia de un dispositivo individual o máquina, si su factor de potencia es particularmente bajo.

Ejemplo 27-5

Una fábrica absorbe una potencia aparente de 300 kVA con un factor de potencia de 65% (retrasado). Calcule la capacidad en kvar del banco de capacitores que se debe instalar en la entrada de servicio para hacer que el factor de potencia total sea

- a. Unitario
- b. 85 por ciento retrasado

Solución

- a. La potencia aparente absorbida por la planta es

$$S = 300 \text{ kVA}$$

La potencia activa absorbida por la planta es

$$\begin{aligned}
 P &= S \cos \theta & (7.7) \\
 &= 300 \times 0.65 = 195 \text{ kW}
 \end{aligned}$$

La potencia reactiva absorbida por la fábrica es

$$\begin{aligned}
 Q &= \sqrt{S^2 - P^2} & (7.4) \\
 &= \sqrt{300^2 - 195^2} = 228 \text{ kvar}
 \end{aligned}$$

Para elevar el factor de potencia a la unidad, tenemos que suministrar toda la potencia reactiva absorbida por la carga (228 kvar). Por lo tanto, los capacitores trifásicos deben tener una capacidad de 228 kvar. La figura 27.10a muestra el flujo de potencia activa y reactiva.

- b. La fábrica continúa absorbiendo la misma cantidad de potencia activa (195 kW) porque las cargas mecánica y térmica permanecen sin cambios. Por consiguiente, como el nuevo factor de potencia

**Figura 27.9**

En 1988, la ciudad de Montreal, con 908 343 clientes, consumió 26 335 GW·h de energía eléctrica. Demanda máxima durante el invierno, 6695 MW; durante el verano, 3591 MW. Clientes residenciales: 834 935; clientes generales e institucionales: 67 234; clientes industriales: 6174.

(Cortesía de Hydro-Québec y de Service de la C.I.D.E.M., Ville de Montréal)

total tiene que ser de 0.85 retrasado, la potencia aparente proveniente de la línea debe ser

$$\begin{aligned} S &= P/\cos \theta \\ &= 195/0.85 = 230 \text{ kVA} \end{aligned}$$

La nueva potencia reactiva suministrada por la línea es

$$Q = \sqrt{230^2 - 195^2} = 121 \text{ kvar}$$

Como la planta sigue absorbiendo 228 kvar y la línea suministra sólo 121 kvar, la diferencia debe provenir de los capacitores. La capacidad de estas unidades es

$$Q = (228 - 121) = 107 \text{ kvar}$$

Por lo tanto, si podemos aceptar un factor de potencia de 0.85 (en lugar de la unidad), podemos instalar un banco de capacitores más pequeño para reducir el costo. La figura 27.10b muestra el nuevo flujo de potencia en la línea de transmisión y la fábrica. Observe que la fábrica

absorbe la misma potencia activa y reactiva, independientemente del tamaño de la instalación de capacitores.

La demanda de clientes comerciales e industriales varía muchísimo durante el día. Por consiguiente, es práctica común instalar una unidad de capacitores variable en la entrada de servicio. En el caso de los grandes clientes, un controlador automático activa y desactiva las unidades de capacitores de modo que el factor de potencia siempre exceda ligeramente el 95 por ciento.

Ejemplo 27-6

Un horno de inducción de 600 kW conectado a una línea monofásica de 800 V opera con un factor de potencia de 0.6 retrasado. Éste es alimentado por una línea de 4 kV y un transformador reductor (Fig. 27.11).

- Calcule la corriente en la línea de 4000 V.
- Si se instala un capacitor de 500 kvar en el lado de alto voltaje del transformador, calcule el nuevo factor de potencia y la nueva corriente de línea.

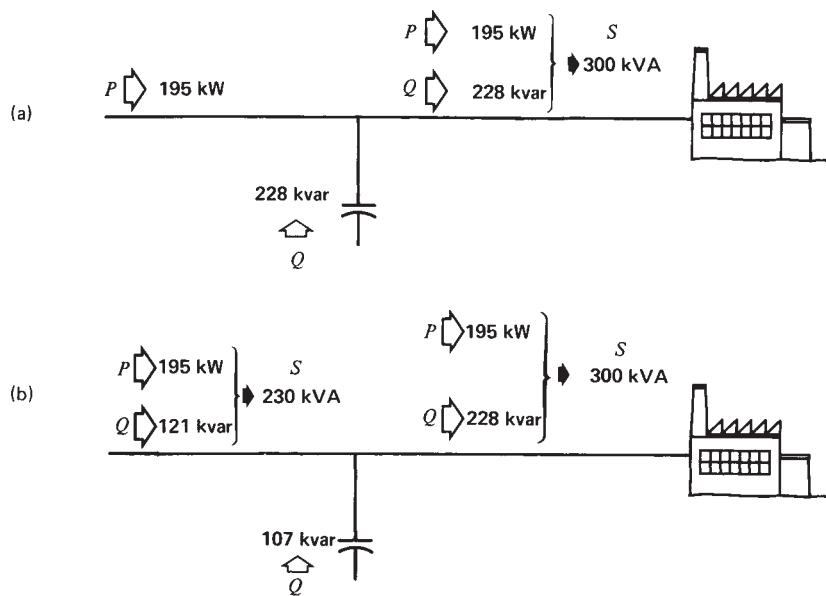


Figura 27.10

- Factor de potencia total corregido a la unidad (ejemplo 27-5).
- Factor de potencia total corregido a 0.85.

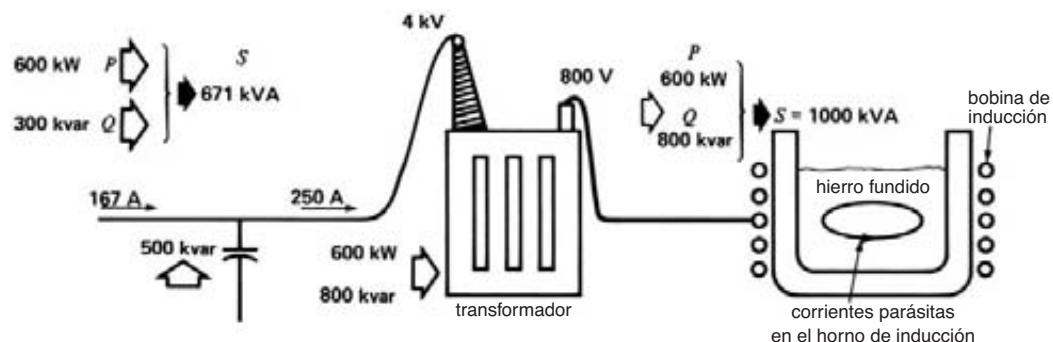


Figura 27.11

Corrección del factor de potencia de una carga individual (ejemplo 27-6).

Solución

Este es un ejemplo interesante en el que debemos aplicar una corrección de factor de potencia individual. La razón es que el horno de inducción es un dispositivo monofásico, mientras que la planta es energizada por una línea trifásica. No podemos corregir el factor de potencia del equipo monofásico agregando capacitores trifásicos equilibrados en la entrada de servicio.

a. La potencia activa absorbida por el horno es

$$P = 600 \text{ kW}$$

La potencia aparente absorbida por el horno es

$$\begin{aligned} S &= P/\cos \theta = 600/0.6 \\ &= 1000 \text{ kVA} \end{aligned}$$

La corriente en la línea de 4 kV es

$$\begin{aligned} I &= S/E = 1000/4 \\ &= 250 \text{ A} \end{aligned}$$

b. La potencia reactiva absorbida por el horno es

$$\begin{aligned} Q &= \sqrt{S^2 - P^2} \\ &= \sqrt{1000^2 - 600^2} \\ &= 800 \text{ kvar} \end{aligned}$$

La potencia reactiva suministrada por el capacitor es

$$Q_C = 500 \text{ kvar}$$

La potencia reactiva que la línea debe suministrar es

$$\begin{aligned} Q_L &= Q - Q_C \\ &= 800 - 500 = 300 \text{ kvar} \end{aligned}$$

La potencia activa absorbida de la línea es

$$P_L = 600 \text{ kW}$$

La potencia aparente absorbida de la línea es

$$\begin{aligned} S_L &= \sqrt{P_L^2 + Q_L^2} \\ &= \sqrt{600^2 + 300^2} \\ &= 671 \text{ kVA} \end{aligned}$$

El nuevo factor de potencia de la línea es

$$\cos \theta = P_L/S_L = 600/671 = 0.89$$

La nueva corriente en la línea es

$$\begin{aligned} I &= S_L/E = 671\,000/4000 \\ &= 168 \text{ A} \end{aligned}$$

Instalando un banco de capacitores monofásicos, la corriente en la línea se reduce de 250 a 168 A, lo cual representa una disminución de 33 por ciento. Por lo tanto, la pérdida eléctrica I^2R y la caída de voltaje en la línea de suministro se reducirán bastante. Además, el factor de potencia se eleva de 60 a 89%, lo que reducirá significativamente la factura de potencia mensual. Por último, es muy probable que las corrientes de líneas trifásicas estén razonablemente equilibradas en la entrada de servicio, a pesar de la presencia de esta gran carga monofásica.

El lector puede remitirse a la sección 8.22, capítulo 8, en donde se demuestra cómo se puede hacer que una carga monofásica aparezca como carga trifásica de factor unitario equilibrada mediante capacitores e inductores.

27.8 Medición de la energía eléctrica, el medidor de watts·hora

Ya vimos que la unidad SI de energía es el joule. Sin embargo, durante muchos años las compañías de electricidad han estado utilizando el kilowatt·hora para medir la energía suministrada a la industria y casas habitación. Un kilowatt·hora ($\text{kW}\cdot\text{h}$) es exactamente igual a 3.6 MJ.

Los medidores que miden energía industrial y residencial se llaman *medidores de watts·hora*; están diseñados para multiplicar la potencia por el tiempo. La factura de electricidad generalmente se basa en el número de kilowatt·horas consumidos durante un mes. Por lo tanto, los medidores de watt·horas deben ser muy precisos. Los medidores de watt·horas de *inducción* son prácticamente el único tipo empleado para medición residencial.

La figura 27.12 muestra las partes principales de este tipo de medidor: una bobina de potencial B_p arrollada con muchas vueltas de alambre fino; una bobina de corriente B_c ; un disco de aluminio D soportado por un eje vertical; un imán permanente A , y un mecanismo de engranes que registra el número de vueltas que realiza el disco. Cuando el medidor está conectado a una línea monofásica, el disco es sometido a una par o momento de torsión que lo hace girar como un motor de alta precisión.



Figura 27.12a
Medidor de watt-horas completo.
(Cortesía de General Electric)

27.9 Operación del medidor de watt-horas

Podemos entender la operación de un medidor de watt-horas remitiéndonos a la figura 27.13. La corriente de carga I produce un flujo alterno Φ_c , el cual atraviesa el disco de aluminio e induce en él un voltaje y , y, en consecuencia, corrientes parásitas I_f . Por otra parte, la bobina de potencial B_p produce un flujo Φ_p alterno, el cual intercepta la corriente I_f . Como resultado, el disco es sometido a una fuerza (sección 2.22) y el par o momento de torsión resultante lo hace girar. Se puede demostrar que el par o momento de torsión es proporcional al flujo Φ_p , a la corriente I_f y al coseno del ángulo entre ellos. Como Φ_p e I_f son proporcionales al voltaje E y a la corriente de carga I , respectivamente, entonces el par o momento de torsión del motor es proporcional a $EI \cos \theta$. Esto, sin embargo, es sólo una parte de la historia.

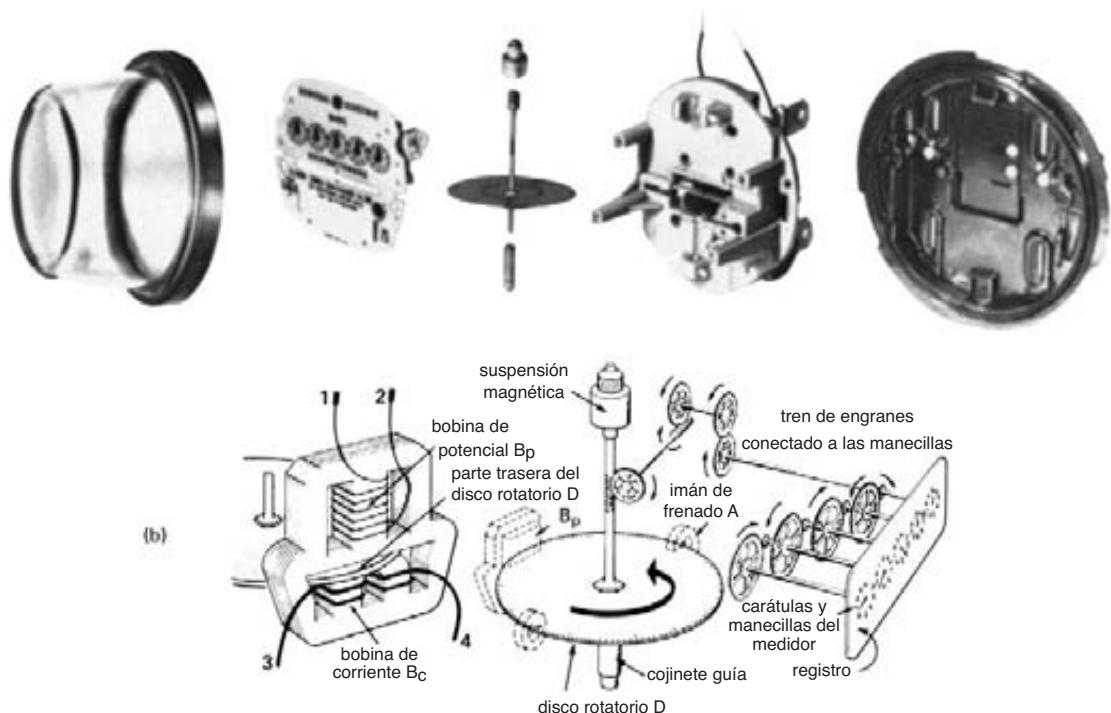
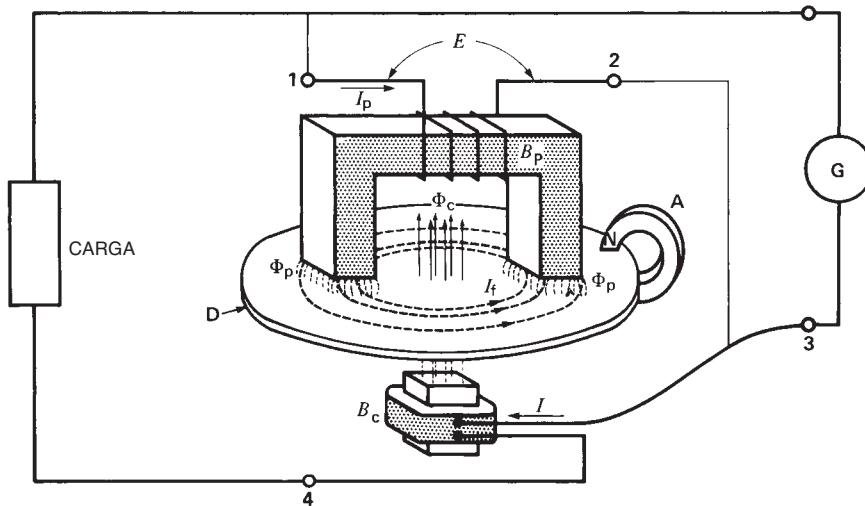


Figura 27.12b
Componentes del medidor.
(Cortesía de General Electric)

**Figura 27.13**

Principio de operación del medidor de watt-horas.

Conforme el disco se mueve entre los polos del imán permanente A, se induce un segundo remolino de corrientes parásitas en él. La interacción del flujo proveniente del imán permanente y estas corrientes parásitas produce un par o momento de torsión de frenado cuyo valor es proporcional a la *velocidad* del disco. Como el par o momento de torsión del motor siempre es igual al par o momento de torsión de frenado (vea la sección 3.11), entonces la velocidad es proporcional al par o momento de torsión del motor. Este último, como ya vimos, es proporcional a la potencia activa suministrada a la carga. Por consiguiente, el número de vueltas por segundo es proporcional al número de joules por segundo. Es decir, el número de vueltas del disco es proporcional al número de joules (energía) suministrados a la carga.

27.10 Lectura del medidor

Además de otros detalles, la placa de identificación de un medidor de watt-horas muestra el voltaje nominal, la corriente y la frecuencia y una constante de medición K_h . Esta constante es la cantidad de energía, en watt-horas, que fluye a través del medidor por cada vuelta del disco. Por lo tanto, podemos calcular la cantidad de energía que fluye a través de un medidor contando el número de vueltas. Entonces, dividiendo la energía entre el tiempo, podemos calcular el valor promedio de la potencia activa suministrada a la carga durante el intervalo.

Ejemplo 27-7

La placa de identificación de un medidor de watt-horas muestra $K_h = 3.0$. Si el disco realiza 17 vueltas en 2 minutos, calcule la energía consumida por la carga durante este intervalo y la potencia promedio de la carga.

Solución

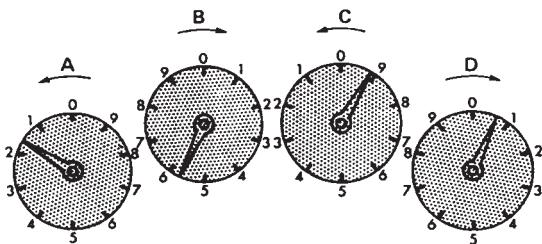
Cada vuelta corresponde a un consumo de energía de 3.0 W·h. La energía consumida durante el intervalo de 2 minutos es

$$\begin{aligned} E_h &= K_h \times \text{número de vueltas} \\ &= 3.0 \times 17 \\ &= 51 \text{ W}\cdot\text{h} \end{aligned}$$

La potencia promedio absorbida por la carga durante este intervalo es

$$\begin{aligned} P &= E_h/t = 51/2 \text{ W}\cdot\text{h}/\text{min} \\ &= 51/(1/30) \text{ W}\cdot\text{h}/\text{h} \\ &= 51 \times 30 \text{ W} \\ &= 1530 \text{ W} \end{aligned}$$

La mayoría de los medidores de watt-horas tienen cuatro carátulas que indican la cantidad de energía consumida. Las carátulas se leen de izquierda a derecha y el número obtenido es el número de kilowatt-horas consumidos desde que el medidor se puso en servicio por primera vez. Al leer las carátulas, siem-

**Figura 27.14**

Lectura de las carátulas de un medidor de watt HORAS.

pre se lee el número por el que la manecilla acaba de pasar. Por ejemplo, en la figura 27.14, la lectura es 1-5-9-0, o 1590 kW·h. Para medir la energía consumida durante un mes, simplemente se restan las lecturas al principio y al final del mes. Algunos medidores modernos dan una lectura digital que, desde luego, es mucho más fácil de leer.

27.11 Medición de energía y potencia trifásicas

La energía consumida por una carga trifásica (sistema de 3 conductores) se puede medir con dos medidores de watt HORAS monofásicos. Los dos medidores a menudo se combinan en uno montando los dos discos en el mismo eje y utilizando un registro único (Fig. 27.15). Las

bobinas de corriente y potencial están conectadas a la línea de la misma manera que las de los dos medidores de watt HORAS.

La figura 27.16 es un medidor de watt HORAS trifásico transistorizado cuya precisión es mayor que la de los medidores de watt HORAS de inducción. En la actualidad se están desarrollando medidores de watt HORAS electrónicos que monitorearan contenido armónico y desequilibrio de fases como parte del proceso de medición para satisfacer requerimientos contractuales.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 27-1 Explique el significado de los siguientes términos:

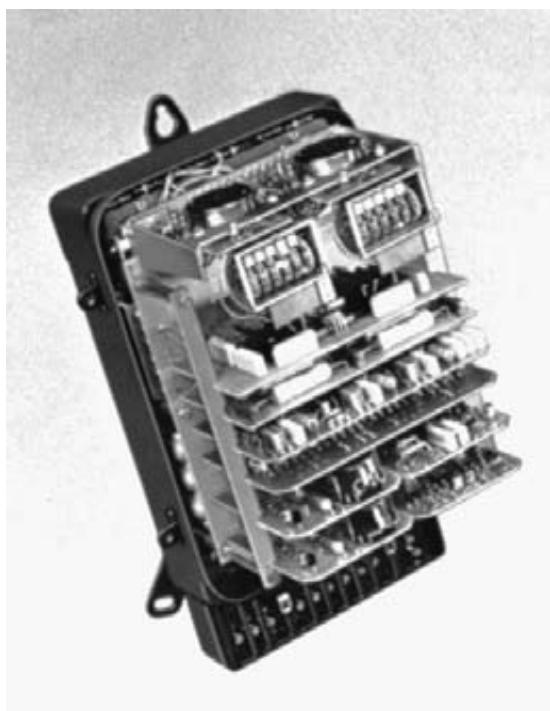
demanda	demanda para facturación
demanda máxima	costo fijo
mill	intervalo de demanda
- 27-2 Utilizando el plan tarifario dado en la tabla 27B, calcule la factura de potencia para el propietario de una casa que consume 920 kW·h en un mes.
- 27-3 Explique por qué un factor de baja potencia en una fábrica produce una factura de potencia más alta.
- 27-4 Explique el funcionamiento de un medidor de demanda.
- 27-5 Utilizando el plan tarifario dado en la tabla 27B para un cliente de mediana potencia, calcule la factura de potencia mensual bajo las siguientes condiciones:

lectura del medidor de demanda = 120 kW	= 150 kW
demanda para facturación	
energía consumida	= 36 000 kW·h

**Figura 27.15**

Medidor de watt HORAS para un circuito trifásico de 3 conductores.

(Cortesía de General Electric)

**Figura 27.16**

Este medidor de watt-horas electrónico de alta precisión da una lectura numérica de la energía suministrada por una línea de transmisión trifásica. Su precisión es de 0.2 por ciento, la cual es mayor a la de 0.5 por ciento de los mejores medidores de watt-horas de inducción. Este medidor se utiliza en líneas de alta potencia donde el consumo mensual excede los 10 GW·h.

(Cortesía de Siemens)

Nivel intermedio

- 27-6 El medidor de demanda en una fábrica registra una demanda máxima de 4300 kW durante el mes de mayo. Se sabe que el factor de potencia es de menos de 70 por ciento.
- Si se hubieran instalado capacitores para elevar el factor de potencia a 0.9, ¿se habría visto afectada la demanda máxima?
 - ¿Se habría afectado la facturación por demanda?
- 27-7 De acuerdo con el ejemplo 27-1, la demanda máxima registrada a las 8:00 es 4.17 MW.

Si el medidor de demanda fuera reemplazado por otro que tuviera un intervalo de demanda de 15 minutos, calcule el nuevo valor de la demanda máxima a las 8:00.

- 27-8 a. Estime la energía consumida en un año por una moderna ciudad de 300 000 habitantes en Norteamérica (vea la figura 27.9).
- b. Si la tarifa promedio es de 40 mill/kW·h, calcule el costo anual de la energía suministrada a la ciudad.
- 27-9 Un motor absorbe 75 kW de una línea trifásica con factor de potencia $\cos \theta = 0.72$ retrasado.
- Calcule el valor de Q y S absorbidas por el motor.
 - Si se conecta un capacitor trifásico de 20 kvar en paralelo con el motor, ¿cuál es el nuevo valor de P y Q suministradas por la línea?
 - Calcule la disminución porcentual de la corriente de línea después de que se instala el capacitor.
- 27-10 Una planta absorbe 160 kW con un factor de potencia retrasado de 0.55.
- Calcule los capacitores [kvar] requeridos para elevar el factor de potencia a la unidad.
 - Si el factor de potencia se eleva a sólo 0.9 retrasado, ¿en cuánto se reduciría el costo del banco de capacitores (en porcentaje)?
- 27-11 a. Suponiendo que la potencia para una gran industria puede ser adquirida a 15 mill/kW·h, estime el costo por hora de hacer funcionar un motor de 4000 hp cuya eficiencia es de 96 por ciento.
- b. Si el motor funciona noche y día, 365 días al año, ¿cuál sería el ahorro anual si fuera rediseñado para que tuviera una eficiencia de 97%?
- 27-12 a. Remitiéndose al plan tarifario residencial dado en la tabla 27B, calcule el costo por kW·h si sólo se consumen 20 kW·h durante un mes dado.
- b. La resistencia de una estufa eléctrica es de 1200 W. Con el mismo plan tarifario, ¿cuál es el menor costo posible de ponerla a funcionar durante una hora?

- 27-13 Un barril de petróleo que cuesta 32 dólares contiene 42 galones (U.S.) cuyo valor calórico es de 115 000 Btu/gal. Cuando se quema el combustible en una planta de generación térmica para producir electricidad, por lo general la eficiencia total es de 35 por ciento. Calcule el costo mínimo por kilowatt hora, considerando sólo el precio del combustible.
- 27-14 Describa la construcción de un medidor de watt-horas. Explique por qué gira el disco.
- 27-15 El disco de la figura 27.13 gira a 10 r/min con una carga de 10 kW. Si se conecta un capacitor de 5 kvar en paralelo con la carga, ¿cuál es la nueva velocidad de rotación?
- 27-16 Deseamos determinar la potencia de un calentador eléctrico instalado en una casa, por medio de un medidor de watt-horas. Todas las cargas están apagadas y vemos que el disco realiza 10 vueltas completas en 1 minuto. Si $K_h = 3.0$, calcule la potencia del calentador.
- 27-17 a. El flujo creado por el imán permanente en la figura 27.13 disminuye 0.5 por ciento en 10 años. ¿Cuál es el efecto en la velocidad de rotación y la precisión del medidor?
 b. La resistencia de la bobina B_c cambia con la temperatura. ¿Afecta esto la velocidad de rotación si la carga activa permanece fija?
- 27-18 Un medidor de watt-horas doméstico tiene una precisión de 0.7 por ciento. Calcule el

error máximo posible si el consumo mensual es de 800 kW·h.

Aplicación industrial

- 27-19 Un motor de inducción de 200 hp que impulsa una bomba centrífuga suministra 10 000 galones de agua por minuto cuando funciona a 1760 r/min con la válvula totalmente abierta. Cuando se requiere menos agua, la válvula se cierra parcialmente para regular el flujo.

Se propone utilizar un control inversor de velocidad variable y dejar la válvula totalmente abierta con flujos de agua altos y bajos. La siguiente información con respecto a los tres modos de operación se da en la tabla 27D:

1. Válvula totalmente abierta
2. Válvula regulada
3. Control inversor con la válvula totalmente abierta.

El costo de un inversor de velocidad variable para el motor de 200 hp es de \$32 000.

El costo de la energía es de 6 centavos/kW·h y la condición de la válvula regulada permanece 17 horas al día, todos los días del año. Remitiéndose a la tabla 27D, responda las siguientes preguntas:

- a. ¿Cuánta energía se ahorra por día utilizando el inversor en lugar de cerrar parcialmente la válvula.
- b. ¿Cuánto dinero se ahorra en un año instalando el inversor?

TABLA 27D

	Entrada del motor [kW]	Pérdidas en el motor [kW]	Pérdidas en la bomba [kW]	Pérdidas en la válvula [kW]	Flujo [gal/min]
(1)	135	10	25	0	10 000
(2)	133	10	27	32	8000
(3)	89	9	16	0	8000

CAPÍTULO 28

Transmisión de corriente directa

28.0 Introducción

El desarrollo de convertidores electrónicos de alto voltaje y alta potencia han hecho posible transmitir y controlar grandes bloques de potencia por medio de corriente directa. La transmisión de corriente directa ofrece características únicas que complementan las características de redes de ca existentes. En este capítulo estudiaremos algunas de las diversas maneras en que están siendo adaptadas y utilizadas, tanto en NorTEAMÉRICA como en el resto del mundo. Sin embargo, antes de comenzar nuestro estudio, el lector deberá revisar primero los principios de electrónica de potencia estudiados en el capítulo 21.

28.1 Características de la transmisión de cd

¿Cuáles son las ventajas de transmitir potencia por medio de corriente directa y no mediante corriente alterna? Podemos enlistarlas como sigue:

1. La potencia de cd se puede controlar con mucha más rapidez. Por ejemplo, la potencia en el rango de megawatts puede ser invertida en una línea de cd en menos de un segundo. Esta característica hace que sea útil operar líneas de transmisión de cd en paralelo con redes de ca existentes. Cuando está a punto de ocurrir una inestabilidad (debido a una perturbación en el sistema de ca), la amplitud de la potencia de cd

se puede cambiar para contrarrestar y amortiguar las oscilaciones de potencia. Control rápido de potencia también significa que las corrientes directas de cortocircuito pueden ser limitadas a valores mucho más bajos que las encontradas en redes de ca.

2. La potencia de cd se puede transmitir a través de cables a largas distancias. Hemos visto que la capacitancia de un cable limita la transmisión de potencia de ca a unas cuantas decenas de kilómetros (sección 25.29). Más allá de este límite, la potencia reactiva generada por la capacitancia del cable excede la capacidad del cable mismo. Como la capacitancia no interviene en condiciones de cd constantes, teóricamente no existe límite para la distancia a la que se puede transportar la potencia de esta manera. Por consiguiente, la potencia puede ser transmitida por cable debajo de grandes extensiones de agua, donde el uso de cables de ca es impensable. Además, los cables de cd subterráneos pueden ser utilizados para suministrar potencia a grandes centros urbanos. A diferencia de las líneas elevadas, los cables subterráneos son invisibles, están libres de la contaminación atmosférica y resuelven el problema del aseguramiento de derechos de vía.
3. Hemos visto que la potencia de ca sólo se puede transmitir entre centros que operan a la misma frecuencia. Además, la potencia transmitida de-

pende de la reactancia de la línea y del ángulo de fase entre los voltajes en cada extremo de la línea (sección 25.23). Pero cuando la potencia es transmitida por cd, las frecuencias y los ángulos de fase no figuran y la reactancia de línea no limita el flujo de potencia constante. En todo caso, es sólo la resistencia de la línea la que limita el flujo. Esto también significa que la potencia puede ser transmitida a grandes distancias por medio de cd. Sin embargo, éste es un beneficio mínimo porque ya se están transportando grandes bloques de potencia de ca a distancias de más de 1000 km.

4. Las líneas de transmisión de cd elevadas se vuelven económicamente competitivas con las líneas de ca, cuando la longitud de la línea es de varios cientos de kilómetros. El ancho del corredor de potencia es menor, y la experiencia a la fecha ha demostrado que las fallas de corriente provocadas por rayos se reducen un poco. Por consiguiente, se están utilizando líneas de transmisión de cd para transportar potencia masiva directamente de una planta de generación localizada cerca de una mina de carbón o cascada, al centro de carga.
5. En el extremo opuesto de gran distancia se encuentran los convertidores espalda con espalda, los cuales interconectan grandes sistemas de ca adyacentes con una línea de transmisión de cd que mide unos cuantos metros de largo. Los convertidores espalda con espalda permiten que los dos sistemas operen a sus frecuencias y ángulos de fase respectivos. Como resultado, las

perturbaciones en un sistema no tienden a desestabilizar el otro sistema. Además, el flujo de potencia entre los sistemas puede ser modificado e incluso invertido en cuestión de milisegundos (mucho más rápido que en un sistema de ca).

A diferencia de las líneas de transmisión de ca, no es fácil tomar potencia en diferentes puntos a lo largo de la línea de cd. De hecho, por lo general las líneas de cd son sistemas de punto a punto, típicamente de una gran planta de generación a un gran centro de consumo de energía. Se instalan convertidores electrónicos en cada extremo de la línea de transmisión, pero ninguno intermedio. Sin embargo, se ha construido una línea de cd de multiterminales con origen en Radisson, cerca de James Bay, para suministrar potencia a Nueva Inglaterra y otros tres puntos en Quebec.

28.2 Sistema de transmisión de cd básico

Un sistema de transmisión de cd se compone básicamente de una línea de transmisión de cd que conecta dos sistemas de ca. Un convertidor en un extremo de la línea convierte potencia de ca en potencia de cd, mientras que un convertidor similar en el otro extremo reconvierte la potencia de cd en potencia de ca. Por consiguiente, un convertidor actúa como rectificador y el otro como inversor.

Reduciendo el sistema de transmisión hasta sus componentes esenciales, podemos representarlo mediante el circuito de la figura 28.1. El convertidor 1 es un rectificador de 6 pulsos trifásico que convierte la potencia de ca de la línea 1 en potencia de cd. La po-

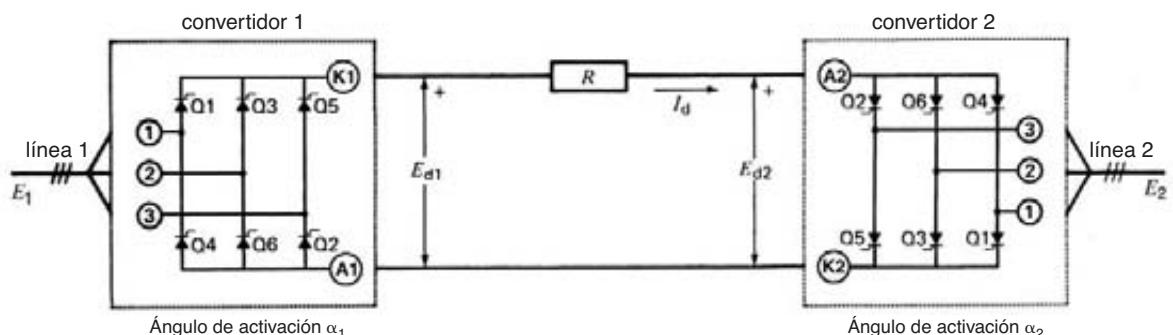


Figura 28.1

Sistema de transmisión elemental mediante cd que conecta la línea 1 trifásica a la línea 2 trifásica.

tencia de cd es transportada por una línea de transmisión de dos conductores y reconvertida en potencia de ca por medio del convertidor 2, que actúa como inversor. Tanto el rectificador como el inversor son conmutados a la línea por los voltajes de línea respectivos a los cuales están conectados (secciones 21.9, 21.20, 21.28 y 21.29). Por consiguiente, las redes pueden funcionar a frecuencias completamente diferentes sin afectar la transmisión de potencia entre ellas.

El flujo de potencia se puede invertir cambiando los ángulos de activación α_1 y α_2 , de modo que el convertidor 1 se convierte en inversor y el convertidor 2 en rectificador. Cambiando los ángulos se invierte la polaridad de los conductores, pero la dirección del flujo de corriente no cambia. Este modo de operación es necesario porque los tiristores sólo pueden conducir corriente en una dirección.

Los voltajes de cd E_{d1} y E_{d2} en cada estación de convertidor son idénticos, excepto por la caída IR en la línea. Generalmente la caída es tan pequeña que podemos ignorarla, excepto en cuanto afecta las pérdidas, la eficiencia y el calentamiento de los conductores.

Debido a los altos voltajes encontrados en las líneas de transmisión, cada tiristor mostrado en la figura 28.1 consta en realidad de varios tiristores conectados en serie. Este grupo de tiristores se conoce como válvula. Así, una válvula para un convertidor de 50 kV, 1000 A generalmente consta de 50 tiristores conectados en serie. Cada uno de los convertidores de la figura 28.1 contendrá, por consiguiente, 300 tiristores. Los 50 tiristores en cada brazo de puente son activados al mismo tiempo para que actúen juntos como un supertiristor.

28.3 Relaciones de voltaje, corriente y potencia

En una línea de transmisión práctica, se deben utilizar inductores alisadores L_1 y L_2 (Fig. 28.2) como regulador entre el voltaje de cd E_d libre de fluctuaciones y la salida ondulante de los convertidores (secciones 21.10, 21.26 y 21.31). Por lo tanto, la diferencia de potencial entre E_{1G} y E_d aparece a través del inductor L_1 . Asimismo, la diferencia entre E_{2G} y E_d aparece a través de L_2 . Los inductores también reducen a un nivel aceptable las corrientes alternas armónicas que fluyen en la línea de transmisión.

Si omitimos el traslape de conmutación, la forma de onda de E_{1G} del lado de cd del rectificador es como se muestra en la figura 28.3a. Asimismo, la forma de onda de E_{2G} es como se muestra en la figura 28.3b. Supusimos ángulos de activación $\alpha_1 = 15^\circ$ y $\alpha_2 = 150^\circ$, respectivamente, para el rectificador e inversor. Por consiguiente, el voltaje de línea de cd está dado por

$$\begin{aligned} E_d &= 1.35 E_1 \cos \alpha_1 \\ &= 1.35 E_1 \cos 15^\circ = 1.304 E_1 \end{aligned}$$

Asimismo,

$$E_d = 1.35 E_2 \cos \alpha_2$$

En el caso de líneas de transmisión de cd, el ángulo α del rectificador se designa simplemente como α . Además, el ángulo de activación del inversor no se considera como retraso (α_2) con respecto al punto de

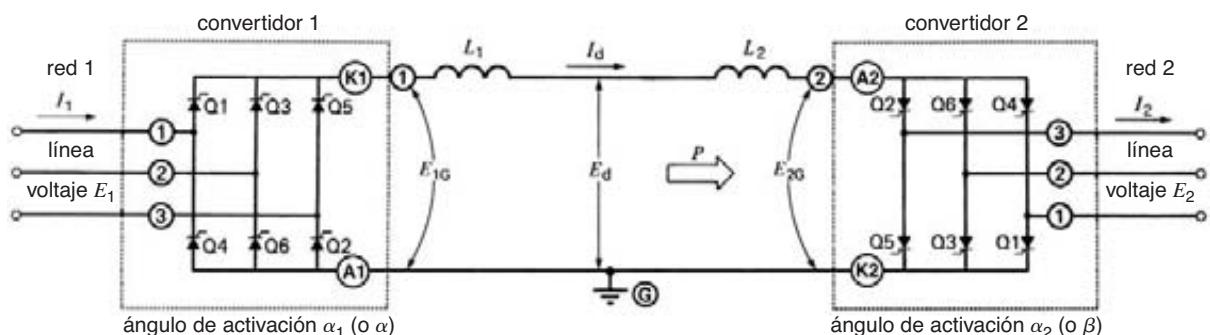


Figura 28.2

Se requieren inductores alisadores L_1 y L_2 entre los voltajes de cd fluctuantes E_{1G} , E_{2G} y el voltaje libre de fluctuaciones E_d .

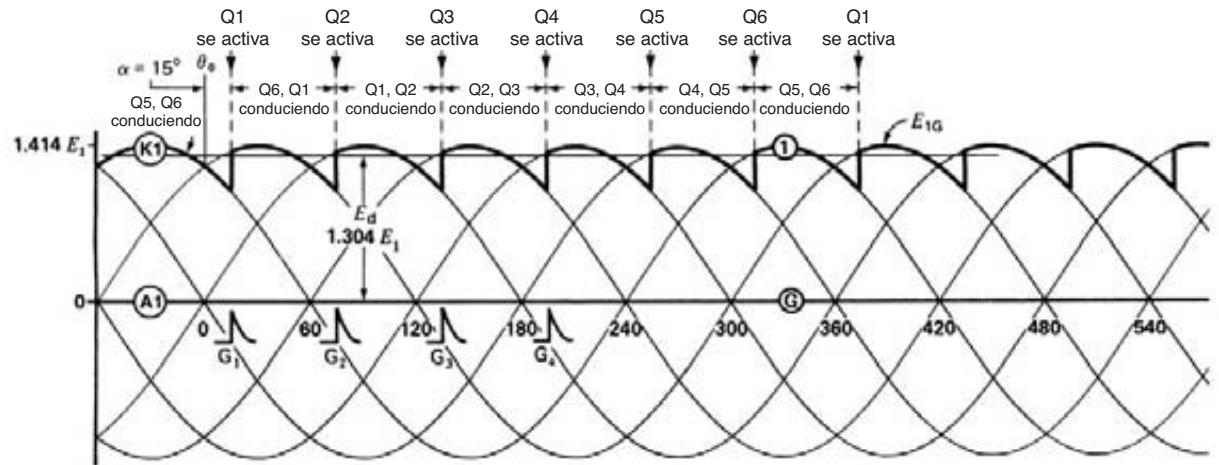


Figura 28.3a

Forma de onda del voltaje del rectificador E_{1G} con $\alpha = 15^\circ$ (omitiendo el traslape de conmutación).

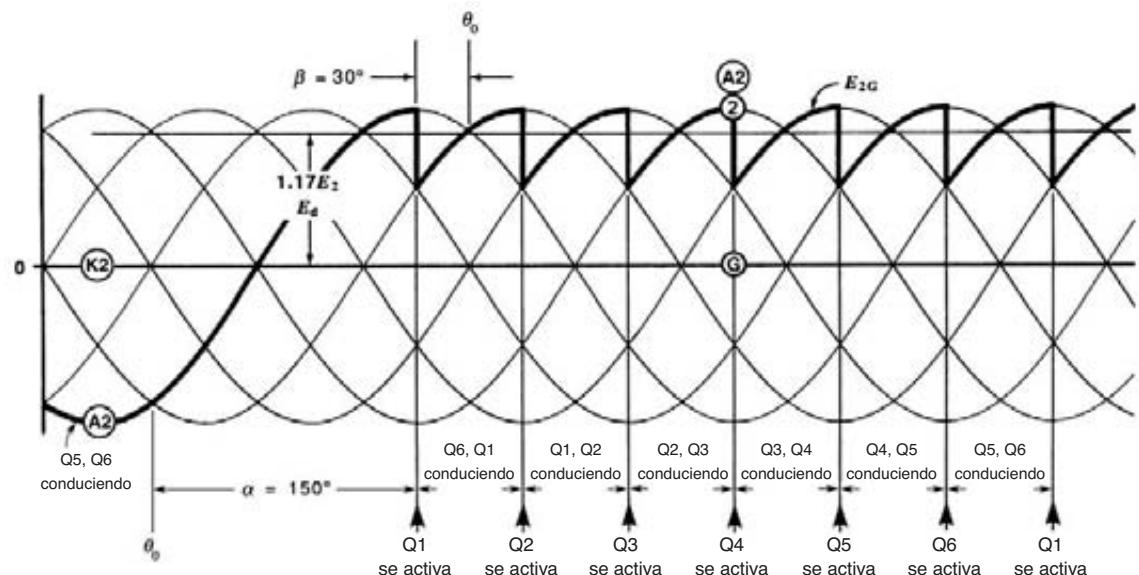


Figura 28.3b

Forma de onda del voltaje del inversor E_{2G} con $\beta = 30^\circ$ (omitiendo el traslape de conmutación).

activación cero del rectificador, sino como ángulo de adelanto β . Por lo tanto, en cuanto al inversor, en lugar de manifestar que $\alpha_2 = 150^\circ$ (como lo hicimos en todos los circuitos inversores en los capítulos 21, 22 y 23), ahora nos referimos a él como un ángulo de adelanto $\beta = 30^\circ$ (Fig. 28.3b). El valor de β está relacionado con α_2 mediante la ecuación simple

$$\beta = 180 - \alpha_2$$

Observe que el voltaje del inversor es cero cuando β es de 90° y máximo cuando $\beta = 0^\circ$.

Las relaciones de voltaje, corriente y potencia de un sistema de transmisión de cd son las mismas que las de cualquier circuito que contiene convertidores de potencia de ca/cd. Remitiéndonos a la figura 28.2 y con base en las ecuaciones que ya vimos, podemos expresar las relaciones como sigue:

$$P = E_d I_d \quad (21.17)$$

$$E_d = 1.35 E_1 \cos \alpha$$

$$E_d = 1.35 E_2 \cos \beta$$

$$I_1 = I_2 = 0.816 I_d \quad (21.6)$$

$$Q_1 = P \tan \alpha \quad (21.18)$$

$$Q_2 = P \tan \beta$$

donde

P = potencia activa transmitida [W]

E_d = voltaje de línea de cd [V]

I_d = corriente de línea de cd [A]

I_1, I_2 = valores eficaces de las corrientes rectangulares en las líneas de ca 1 y 2 [A]

E_1, E_2 = valores eficaces de los respectivos voltajes de línea de ca [V]

Q_1, Q_2 = potencias reactivas absorbidas por los convertidores 1 y 2 [var]

α = ángulo de retraso del rectificador [°]

β = ángulo de adelanto del inversor [°]

Para mantener las potencias reactivas Q_1 y Q_2 tan bajas como sea posible, intentamos hacer que α y β se aproximen a 0° . Sin embargo, por razones prácticas, y teniendo en cuenta el traslape de commutación, el valor *efectivo* de α es de aproximadamente 25° , en tanto que el de β es de casi 35° .* Con estos valores podemos calcular las magnitudes relativas de los voltajes y corrientes en un modelo a escala de una línea de transmisión. En este modelo, suponemos que la línea suministra 1000 A a un potencial de 100 kV (Fig. 28.4).

* Los ángulos de activación *efectivos* α^* y β^* dependen de lo siguiente:

1. Los ángulos de activación α y β reales
2. El ángulo de traslape de commutación μ .
3. El ángulo de extinción γ

La relación aproximada entre estas cantidades es

$$\cos \alpha^* = 1/2 (\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu))$$

$$\cos \beta^* = 1/2 (\cos \beta + \cos(\beta + \mu))$$

$$\beta = \gamma + \mu$$

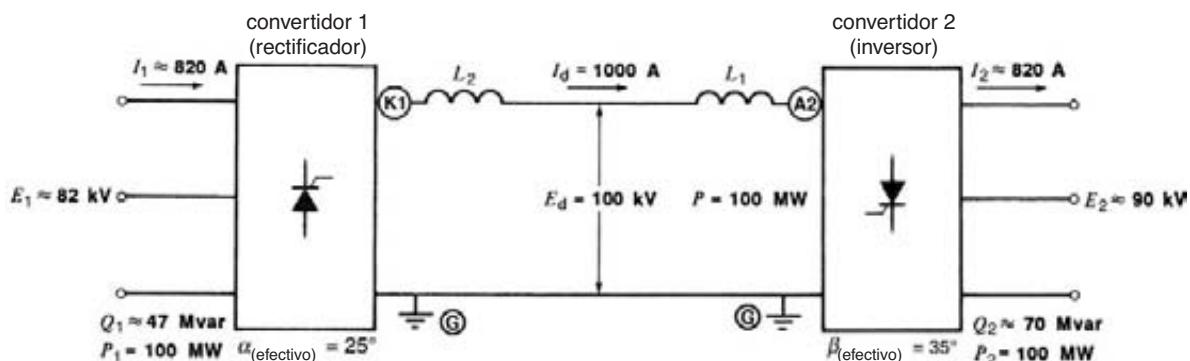


Figura 28.4

Modelo a escala de un sistema de transmisión de cd simple.

Por lo tanto, tenemos

$$\begin{aligned}E_d &= 1.35 E_1 \cos \alpha \\100 \text{ kV} &= 1.35 E_1 \cos 25^\circ \\E_1 &= 82 \text{ kV}\end{aligned}$$

Además,

$$\begin{aligned}E_d &= 1.35 E_2 \cos \beta \\100 \text{ kV} &= 1.35 E_2 \cos 35^\circ \\E_2 &= 90 \text{ kV}\end{aligned}$$

asimismo,

$$\begin{aligned}I_1 &= I_2 = 0.816 I_d \\&= 0.816 \times 1000 \\&= 820 \text{ A}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}P &= E_d I_d \\&= 100 \text{ kV} \times 1000 \text{ A} \\&= 100 \text{ MW}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}Q_1 &= P \tan \alpha \\&= 100 \tan 25^\circ \\&= 47 \text{ Mvar}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}Q_2 &= P \tan \beta \\&= 100 \tan 35^\circ \\&= 70 \text{ Mvar}\end{aligned}$$

Por consiguiente, podemos utilizar la figura 28.4 como modelo a escala para determinar el orden de magnitud de los voltajes, corrientes y potencia en cualquier sistema de transmisión de cd.

Ejemplo 28-1

Una línea de transmisión de cd que opera a 150 kV conduce una corriente de 400 A. Calcule el valor aproximado de lo siguiente:

- El voltaje de línea de ca en cada estación de convertidor
- La corriente alterna de línea
- La potencia activa absorbida por el rectificador
- La potencia reactiva absorbida por cada convertidor

Solución

Utilizando el modelo a escala de la figura 28.4 y multiplicando por las relaciones aproximadas, encontramos lo siguiente:

- Los voltajes de línea de ca son

$$\begin{aligned}E_1 &= (150 \text{ kV}/100 \text{ kV}) \times 82 \\&= 123 \text{ kV}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}E_2 &= (150 \text{ kV}/100 \text{ kV}) \times 90 \\&= 135 \text{ kV}\end{aligned}$$

- El valor efectivo de la corriente de línea es

$$\begin{aligned}I_1 &= I_2 = (400/1000) \times 820 \\&= 328 \text{ A}\end{aligned}$$

- La potencia activa absorbida por el rectificador es

$$\begin{aligned}P_1 &= 150 \text{ kV} \times 400 \text{ A} \\&= 60\,000 \text{ kW} \\&= 60 \text{ MW}\end{aligned}$$

- La potencia reactiva absorbida por cada convertidor es

$$\begin{aligned}Q_1 &= (60/100) \times 47 \\&= 28 \text{ Mvar}\end{aligned}$$

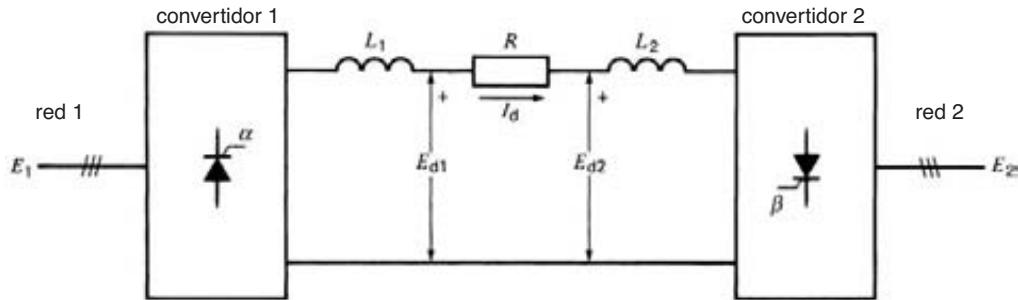
$$\begin{aligned}Q_2 &= (60/100) \times 70 \\&= 42 \text{ Mvar}\end{aligned}$$

28.4 Fluctuaciones de potencia en una línea de cd

Para garantizar la estabilidad al transmitir potencia de cd, el rectificador y el inversor tienen características de voltaje-corriente especiales. Estas características son modeladas por circuitos de activación de compuertas controlados por computadora. Podemos entender mejor la necesidad de estos controles estudiando el comportamiento del sistema cuando no cuenta con los controles.

La figura 28.5 muestra una línea de transmisión de cd cuya resistencia es R . Los convertidores producen voltajes E_{d1} y E_{d2} y la corriente directa de línea de cd resultante está dada por

$$I_d = (E_{d1} - E_{d2})/R \quad (28.1)$$

**Figura 28.5**

Un pequeño cambio en E_{d1} o E_{d2} produce un cambio muy grande en I_d .

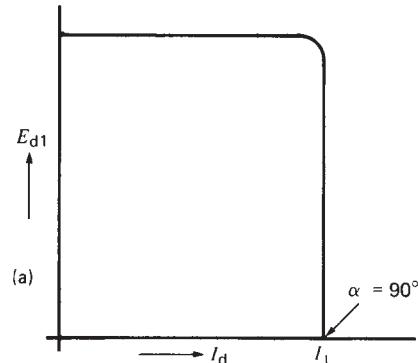
La resistencia de la línea siempre es pequeña; por consiguiente, una diferencia muy pequeña entre E_{d1} y E_{d2} puede producir una corriente a plena carga en la línea. Además, una pequeña variación en E_{d1} o E_{d2} produce un cambio muy grande en I_d . Por ejemplo, si E_{d1} se incrementa en un pequeño porcentaje, la corriente de línea puede duplicarse con facilidad. A la inversa, si E_{d2} se incrementa en un pequeño porcentaje, la corriente de línea puede reducirse a cero.

Por desgracia, tanto E_{d1} como E_{d2} están sujetos a cambios repentinos porque los voltajes de línea de ca E_1 y E_2 pueden fluctuar. Las fluctuaciones pueden ser provocadas por cambios repentinos de carga en las redes de ca o por otras perturbaciones del sistema que puedan ocurrir. Debido a la respuesta casi instantánea de los convertidores y la línea de transmisión, la corriente directa podría oscilar sin control bajo estas condiciones y se producirían oscilaciones erráticas de potencia entre las dos redes. Estas fluctuaciones de potencia son inaceptables porque tienden a desestabilizar las redes de ca en cada extremo y porque producen fallas en la activación de los SCRs.

Es cierto que los ángulos de activación α y β podrían ser modulados para contrarrestar las fluctuaciones del voltaje de línea de ca. Sin embargo, es preferible diseñar el sistema de modo que las grandes e impredecibles fluctuaciones de potencia de cd sean inherentemente imposibles. A continuación veremos cómo se hace esto.

28.5 Características típicas de rectificador e inversor

En un sistema de transmisión de cd práctico, el circuito rectificador controlado por computadora está diseñado

**Figura 28.6a**

Característica E - I del rectificador.

para producir la curva E - I mostrada en la figura 28.6a. Suponiendo un voltaje de línea de ca fijo E_1 , el voltaje de salida de cd E_{d1} se mantiene constante hasta que la corriente de línea I_d alcance un valor I_1 . Pasando este punto, E_{d1} se reduce drásticamente, como se ve en la curva. Esta característica E - I se obtiene manteniendo α constante hasta que la corriente I_d se aproxime al valor deseado I_1 . Entonces el ángulo de activación se incrementa (automáticamente) a un ritmo muy rápido, para que I_d sea igual a I_1 , cuando $E_{d1} = 0$. En otras palabras, si ocurriera un cortocircuito en el lado de cd del rectificador, la corriente directa resultante sería igual a I_1 .

En cuanto al inversor, está diseñado para producir la curva E - I mostrada en la figura 28.6b. Suponiendo un voltaje de línea de ca fijo E_2 , el voltaje E_{d2} se mantiene en cero hasta que la corriente directa de línea alcanza un valor I_2 . Esto significa que desde 0 hasta I_2 , el ángulo de activación $\beta = 90^\circ$. En cuanto la corriente directa se approxima al valor deseado I_2 ,

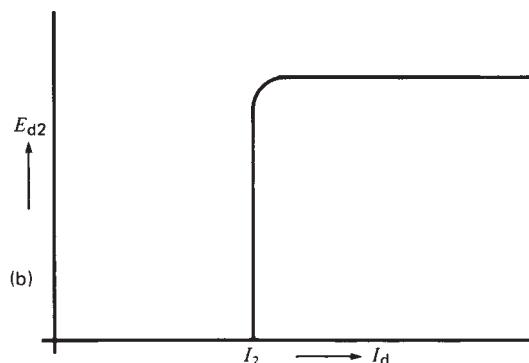


Figura 28.6b
Característica E - I del inversor.

el ángulo de activación β disminuye (automáticamente) a un valor límite de aproximadamente 30° .

En condiciones de operación normales, el nivel del voltaje del inversor se mantiene ligeramente por debajo del nivel del voltaje del rectificador. Además, la corriente limitante I_2 se hace un poco más pequeña que I_1 . El efecto de estas restricciones se aprecia mejor superponiendo las características de rectificador e inversor (Fig. 28.7a). El voltaje de la línea de transmisión real y la corriente real corresponden al punto de intersección de las dos curvas. Es obvio que la corriente de línea I_d es igual a I_1 (determinada por la característica de rectificador) mientras que el voltaje de línea E_d es igual a

E_{d2} (determinado por la característica de inversor). La diferencia entre I_1 e I_2 se llama *margen de corriente* ΔI . Se mantiene constante e igual a aproximadamente 10 por ciento de la corriente de línea nominal.

Si la línea tiene una resistencia considerable, la caída IR modifica la característica de rectificador efectiva de modo que siga la línea de rayas de la figura 28.7a. Esto, sin embargo, no afecta el punto de operación en condiciones normales. Por lo tanto, la entrada de potencia efectiva al inversor está dada por el producto $E_{d2}I_1$.

28.6 Control de potencia

Para variar el flujo de potencia a lo largo de la línea de cd, las características E - I de rectificador e inversor se modifican al mismo tiempo. Los voltajes E_{d1} y E_{d2} se mantienen constantes pero I_1 e I_2 son variadas simultáneamente pero se mantiene fijo el margen de corriente. Así, la figura 28.7b muestra las nuevas características E - I con una corriente en la línea de transmisión I_d más pequeña que la de la figura 28.7a. Por lo tanto, desplazando las características E - I de una parte a otra, podemos hacer que la potencia de cd varíe dentro de un amplio rango. Observe que el voltaje de línea E_{d2} es constante, y que siempre es determinado por el inversor. En cambio, la magnitud de la corriente de línea es determinada por el rectificador.

En este punto, el lector podría preguntarse por qué se les dieron a las características E - I esas formas tan extrañas para obtener un resultado tan simple. La razón es que

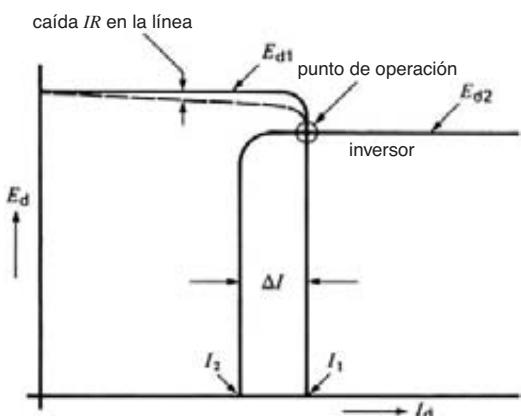


Figura 28.7a
Punto de operación cuando la línea de transmisión suministra potencia nominal.

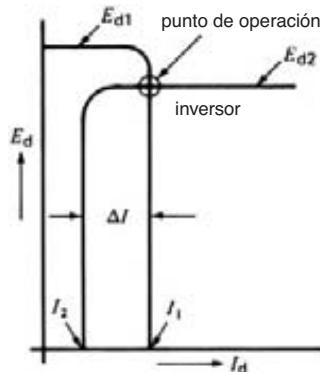


Figura 28.7b
Punto de operación cuando la línea suministra 20 por ciento de potencia nominal.

el sistema de cd tiene que ser capaz de soportar serias fluctuaciones de voltaje de ca en uno u otro extremo de la línea sin afectar demasiado el flujo de potencia de cd. También debe limitar las corrientes de falla, en el caso de que ocurra un cortocircuito en la línea de cd. A continuación veremos cómo se logra esto.

28.7 Efecto de las fluctuaciones de voltaje

Remitiéndonos a la figura 28.7a, supongamos que la línea de cd conduce una corriente a plena carga I_1 . Si el voltaje de ca de la línea 1 se incrementa de repente, E_{d1} aumenta en proporción, pero esto no tiene efecto en I_1 o E_{d2} . Por consiguiente, el flujo de potencia a través de la línea no se ve afectado.

Por otra parte, si el voltaje de línea E_2 disminuye, E_{d2} disminuye en proporción. La corriente directa de línea no se ve afectada, pero como E_{d2} es más pequeña que antes, la potencia de cd transportada por la línea también es menor. Sin embargo, el cambio porcentual de la potencia no puede exceder el cambio porcentual del voltaje de ca E_2 .

A continuación, si ocurre una perturbación seria en la línea 1, E_{d1} puede reducirse drásticamente. Esto produce un nuevo punto de operación, mostrado en la figura 28.8. La corriente directa de línea disminuye repentinamente de I_1 a I_2 , en tanto que el voltaje de cd también disminuye repentinamente de E_{d2} a E_{d1} . Con un margen de corriente de 10 por ciento, la caída en la corriente no es excesiva. En consecuencia, otra vez el flujo de potencia no se ve demasiado afectado. En cuanto la perturbación desaparece, las características E - I regresan a las curvas originales dadas en la figura 28.7a.

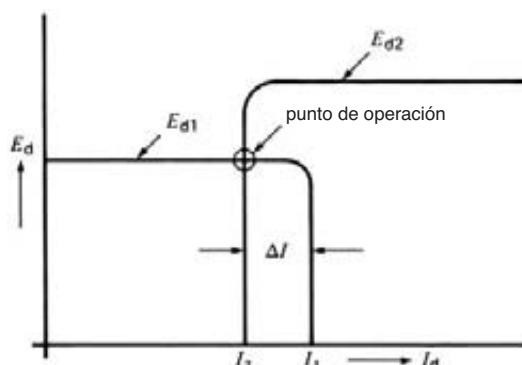


Figura 28.8

Cambio del punto de operación cuando E_1 se reduce drásticamente.

Por último, una de las peores condiciones que pueden presentarse es un cortocircuito en la línea de cd. En este caso, de nuevo, el rectificador suministra una corriente máxima I_1 mientras que el inversor absorbe una corriente máxima I_2 . Por consiguiente, la corriente de falla

$$I_F = (I_1 - I_2)$$

es de sólo 10 por ciento de la corriente de línea normal (Fig. 28.9). En consecuencia, las corrientes de falla son muchos más pequeñas que en líneas de transmisión de ca. Además, como E_{d1} y E_{d2} son casi cero, la potencia suministrada a la falla es pequeña.

Ahora está claro que la forma especial de las características E - I evita las grandes fluctuaciones de corriente en la línea y limita las corrientes de cortocircuito. En la práctica, las características E - I reales difieren un poco de las mostradas en la figura 28.7. Sin embargo, el principio básico es el mismo.

28.8 Línea de transmisión bipolar

La mayoría de las líneas de transmisión de cd son *bipolares*. Poseen una línea positiva y una línea negativa y un retorno a tierra común (Fig. 28.10a). Un convertidor está instalado en el extremo de cada línea y las corrientes I_{d1} e I_{d2} fluyen en las direcciones mostradas. Los convertidores 1 y 3 actúan como rectificadores mientras que los convertidores 2 y 4 son inversores. Obviamente, la potencia fluye por ambas líneas desde la red de ca 1 hasta la red de ca 2. La corriente a tierra es $I_{d1} - I_{d2}$. En general es pequeña porque los convertidores mantienen automáticamente las corrientes iguales en las líneas positiva y negativa.

La configuración bipolar tiene tres ventajas. En primer lugar, la corriente a tierra es pequeña, bajo condiciones normales. Por consiguiente, la corrosión

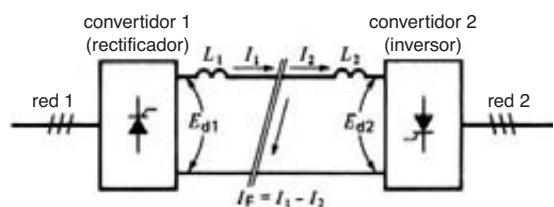


Figura 28.9

La corriente de cortocircuito en el momento de la falla no puede exceder el 10 por ciento de la corriente de línea nominal.

de tuberías, estructuras, etc., se reduce al mínimo. En segundo lugar, las mismas torres de línea de transmisión pueden soportar dos líneas, con lo cual se duplica la potencia, con un incremento relativamente pequeño de la inversión de capital. En tercer lugar, si se interrumpe el flujo de potencia en una línea, la otra puede seguir funcionando y suministrando la mitad de la potencia normal entre las redes de ca.

28.9 Inversión de potencia

Para invertir el flujo de potencia en una línea bipolar, cambiamos los ángulos de activación de modo que todos los rectificadores se transformen en inversores y viceversa. Esto invierte la polaridad de las

líneas de transmisión, pero las corrientes de línea I_{d1} e I_{d2} continúan fluyendo en la misma dirección que antes (Fig. 28.10b).

28.10 Componentes de una línea de transmisión de cd

Para funcionar apropiadamente, un sistema de transmisión de cd debe contar con componentes auxiliares, además de los convertidores básicos. De acuerdo con la figura 28.11, los componentes más importantes son

1. Inductores de línea de cd (L)
2. Filtros de armónicos del lado de cd (F_{cd})
3. Transformadores convertidores (T_1, T_2)

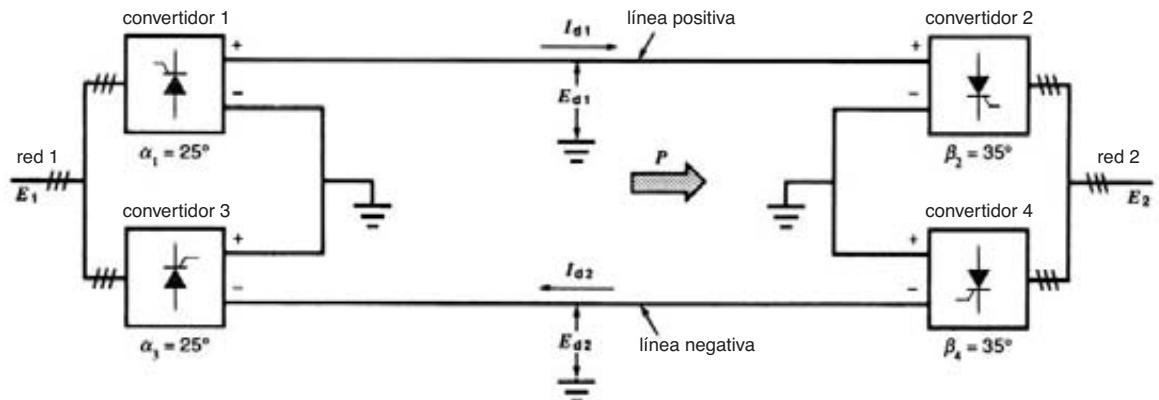


Figura 28.10a
Línea bipolar que transmite potencia de la red 1 a la red 2.

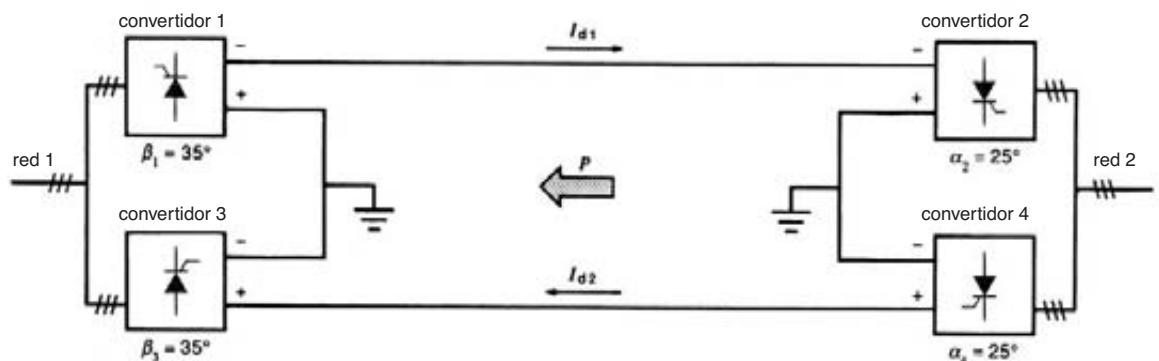


Figura 28.10b
La inversión de potencia de la red 2 a la red 1 se obtiene invirtiendo las polaridades de la línea.

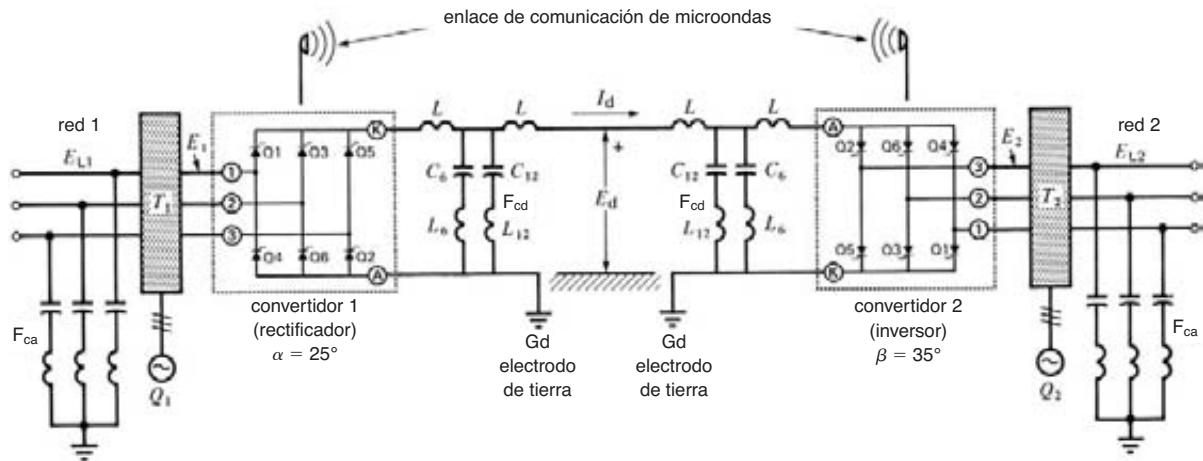
**Figura 28.11**

Diagrama esquemático que muestra algunos de los componentes más importantes de un sistema de transmisión HVDC.

4. Fuente de potencia reactiva (Q_1, Q_2)
5. Filtros de armónicos en el lado de ca (F_{ca})
6. Enlace de comunicación de microondas entre las estaciones convertidoras
7. Electrodos de tierra (Gd)

La necesidad de contar con estos componentes se explica en las siguientes secciones.

28.11 Inductores y filtros de armónicos del lado de cd (convertidor de 6 pulsos)

Los armónicos de voltaje se producen en el lado de cd tanto del rectificador como del inversor (sección 21.31). Dan lugar a la 6a. y la 12a. corrientes armónicas, y si se permite que fluyan por la línea de cd, podrían producir un serio problema de ruido en líneas telefónicas cercanas. En consecuencia, se requieren filtros para evitar que las corrientes fluyan por la línea. Los filtros constan de dos inductores L y un filtro en derivación F_{cd} . Éste se compone de dos circuitos LC en serie, cada uno sintonizado para poner respectivamente en cortocircuito la 6a. y la 12a. corrientes armónicas a tierra (Fig. 28.11).

Los inductores L también evitan que la corriente directa de línea se incremente con demasiada rapidez si ocurre una falla en la línea. Esto permite que los tiristores

res asuman el control antes de que la corriente llegue a ser demasiado grande para controlarla electrónicamente.

28.12 Transformadores convertidores

El propósito básico del transformador convertidor del lado del rectificador es transformar el voltaje de la red de ca E_{L1} para generar el voltaje de ca E_1 requerido por el convertidor. Se utilizan transformadores trifásicos, conectados en Y-Y o Y-delta. En ocasiones se agrega un devanado terciario a voltaje más bajo (sección 12.5) para conexión directa a una fuente de potencia reactiva (Q_1).

Como hemos visto, el voltaje de línea de cd E_d se mantiene esencialmente constante desde la condición sin carga hasta la condición a plena carga. Además, para reducir la potencia reactiva absorbida por el convertidor, el ángulo de activación α se debe mantener pequeño. Esto significa que la relación entre la entrada de voltaje de ca y la salida de voltaje de cd del convertidor es esencialmente fija. Como E_d es constante, entonces E_1 también debe ser esencialmente constante.

Por desgracia, el voltaje E_{L1} de la red puede variar significativamente durante todo el día. Por consiguiente, los transformadores convertidores en el lado del rectificador disponen de tomas para que el voltaje de entrada variable E_{L1} produzca un voltaje de salida E_1

razonablemente constante. Las tomas son conmutadas automáticamente por medio de un cambiador de tomas motorizado siempre que el voltaje E_{L1} de la red cambia durante un tiempo significativamente largo. Por la misma razón, se requieren tomas en los transformadores convertidores en el lado del inversor.

28.13 Fuente de potencia reactiva

La potencia reactiva Q absorbida por los convertidores debe ser suministrada por la red de ca o por una fuente de potencia reactiva local. Como la potencia activa transmitida varía a lo largo del día, la fuente reactiva también debe ser variada. Por consiguiente, se requieren capacitores estáticos variables o un capacitor síncrono (sección 17.15).

28.14 Filtros de armónicos en el lado de ca

Los convertidores de 6 pulsos trifásicos producen 5o., 7o., 11o., 13o. (y más altos) armónicos de corriente en el lado de ca. Estos armónicos son resultado directo de las formas de onda de corriente recortadas (sección 21.11). De nuevo, por razones de interferencia telefónica, no se debe permitir que fluyan estas corrientes por las líneas de ca. Por consiguiente, las corrientes son desviadas a través de filtros F_{ca} de baja impedancia conectados entre las líneas trifásica y tierra. Los filtros para cada frecuencia se conectan en Y, y el punto neutro se conecta a tierra. En una red de 60 Hz, cada filtro trifásico consta de un conjunto de circuitos LC resonantes en serie sintonizados respectivamente a 300, 420, 660 y 780 Hz.

A 60 Hz estos circuitos LC son casi capacitivos. En consecuencia, también suministran una parte de la potencia reactiva Q absorbida por cada convertidor.

28.15 Enlace de comunicaciones

Para controlar los convertidores en ambos extremos de la línea, es esencial un enlace de comunicaciones entre ellos. Por ejemplo, para mantener el margen de corriente ΔI (Fig. 28.7), el inversor en un extremo de la línea debe “saber” cuál es el ajuste de la corriente I_1 del rectificador. Esta información es transmitida continuamente por un enlace de comunicaciones de alta velocidad entre los dos convertidores.

28.16 Electrodo de tierra

Se presta una atención particular al electrodo de tierra en cada extremo de la línea de cd. Las corrientes directas en la tierra tienen un efecto corrosivo en tuberías, cables y estructuras metálicas. Por ello, el electrodo de tierra real generalmente se localiza a varios kilómetros de la estación de convertidor, para garantizar que las corrientes directas dirigidas a tierra no produzcan un problema local alrededor de la estación. El alambre de conexión a tierra para corrientes directas entre la estación y el sitio de conexión a tierra se instala en un poste o en un cable blindado. En el sitio de conexión a tierra se utilizan medios especiales para reducir al mínimo la resistencia del electrodo. Esto es particularmente importante cuando un sistema bipolar opera temporalmente en el modo monopolar. En estas circunstancias, la corriente a tierra puede exceder los 1000 A, y el calor generado seca eventualmente el lecho de conexión a tierra, lo que hace que se incremente su resistencia.

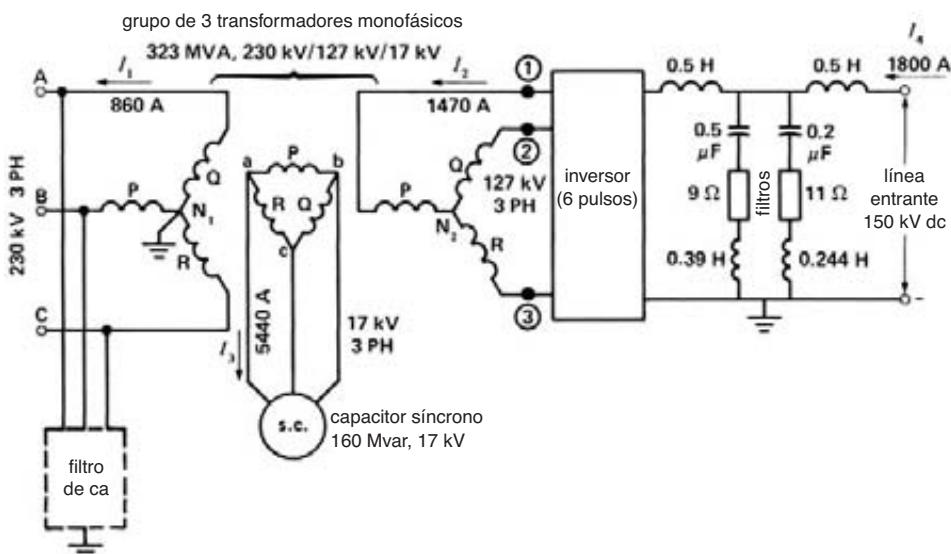
Las mejores tierras se obtienen cerca de, o en, grandes cuerpos de agua. Pero incluso en este caso se deben utilizar métodos de conexión a tierra sofisticados.

28.17 Ejemplo de una estación de convertidor monopolar

La figura 28.12 muestra el diagrama de circuito elemental de una estación de inversor monopolar de arco de mercurio. La línea de cd entrante opera a 150 kV y se alimenta potencia a una línea de potencia trifásica de 230 kV y 60 Hz. Dos inductores alisadores, cada uno con una inductancia de 0.5 H, están conectados en serie con la línea de cd. Los dos filtros LC ponen efectivamente en cortocircuito los voltajes armónicos 6o. y 12o. generados en el lado de cd del convertidor. Los resistores de 9Ω y 11Ω hacen que los filtros sean menos sensibles a cambios leves de frecuencia en la línea de ca saliente.

Tres transformadores monofásicos conectados en Y-Y (con un devanado terciario) están conectados en el lado de ca del convertidor. Un capacitor síncrono de 160 Mvar, conectado al devanado terciario, proporciona la potencia reactiva para el convertidor.

Hay filtros conectados para las corrientes armónicas 5a., 7a., 11a. y 13a., entre las tres líneas de ca y el neutro del sistema de 230 kV. Como vimos anteriormente, los filtros desvían las corrientes alternas armónicas para que no entren a la línea de 230 kV.

**Figura 28.12**

Circuito simplificado de un inversor de arco de mercurio de 150 kV, 1800 A y 60 Hz. Vea los componentes ilustrados en las figuras 28.13 a 28.17.



Las figuras 28.13 a 28.17 dan una idea del tamaño de los diversos componentes y de la inmensa playa de distribución requerida para acomodarlos.

28.18 Estación de convertidor tiristor

Los convertidores de arco de mercurio han sido sustituidos por convertidores a base de tiristores y el diseño

Figura 28.13

Estos 12 filtros armónicos monofásicos de una estación de inversor están sintonizados para 300 Hz, 420 Hz, 660 Hz y 780 Hz. Están conectados entre las tres líneas y el neutro de la línea de transmisión saliente de 230 kV y 60 Hz. El filtro en primer plano está sintonizado a 720 Hz. Es un circuito en serie compuesto de un resistor de 2 Ω, un grupo de capacitores con capacitancia total de 0.938 μF y un inductor lleno de aceite de 44.4 mH. La potencia reactiva a 720 Hz asociada con el circuito LC asciende a 18.8 Mvar. (Cortesía de GEC Power Engineering Limited, Inglaterra)

de éstos ha llegado a ser casi estándar. Por lo tanto, cada polo se compone de dos convertidores de 6 pulsos. La figura 28.18a muestra cómo se conectan dos convertidores de 200 kV para producir una salida de cd de 400 kV. Los lados de cd están conectados en serie, mientras que los lados de ca están esencialmente conectados en paralelo a través de la línea trifásica de 230 kV. Esto significa que el convertidor 2 (y el devanado secundario del transformador T2) funciona a un



Figura 28.14
Banco de transformadores convertidores trifásicos de 230 kV/127 kV/17 kV compuesta de 3 transformadores trifásicos de 323 MVA cada uno.
(Cortesía de Manitoba Hydro)

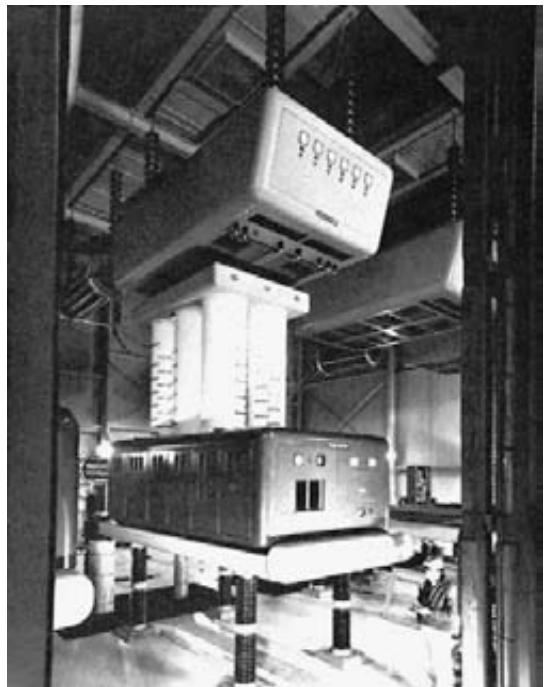


Figura 28.16
Parte del inversor de arco de mercurio de 6 pulsos trifásico de 270 MW y 150 kV.
(Cortesía de Manitoba Hydro)



Figura 28.15
Vista de un inductor alisador de 0.5 H en el lado de cd de la estación de inversor. El segundo inductor se ve a la distancia (esquina inferior derecha).
El espacio entre las dos unidades permite instalar los filtros en el lado de cd.
(Cortesía de Manitoba Hydro)

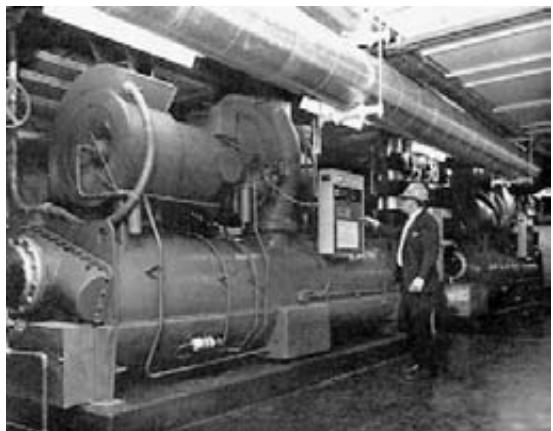


Figura 28.17
Vista parcial de la unidad de refrigeración requerida para enfriar los inversores.
(Cortesía de Manitoba Hydro)

potencial de cd de 200 kV. Los devanados deben estar muy bien aislados para soportar estos voltajes de cd, además del voltaje de ca de 180 kV.

Los devanados de 180 kV del transformador T1 están conectados en Y-delta, mientras que los del transformador 2 están conectados en Y-Y. Esto produce un desplazamiento de fase de 30° entre los voltajes secundarios de T1 y T2. Por consiguiente, los tiristores en los convertidores 1 y 2 no se activan al mismo tiempo. De hecho, los dos convertidores actúan como un convertidor de 12 pulsos.

Un importante resultado del desplazamiento de 30° es que las corrientes armónicas 5a. y 7a. generadas por los dos convertidores tienden a anularse entre sí en el lado primario de T1 y T2, por lo que no aparecen en la línea de 230 kV. En consecuencia, el equipo de filtración para estas frecuencias se reduce sustancialmente. Además, el desplazamiento de fase de 30° elimina el 6o. armónico en el lado de cd, lo cual reduce el equipo de filtración requerido para F_{cd} .

La figura 28.18b muestra las tres válvulas que conforman un convertidor de 12 pulsos, junto con las conexiones de ca y de cd. Las válvulas se llaman *válvulas cuádruples* porque cada una se compone de cuatro brazos puente. La figura 28.21b ilustra el impresionante tamaño de estas válvulas.

28.19 Instalaciones típicas

La transmisión de potencia mediante corriente directa se utiliza en muchas partes del mundo. Las siguientes instalaciones dan al lector una idea de los diversos tipos de sistemas que se han construido en el transcurso de los años y el problema particular para cuya solución fueron diseñados.

1. Schenectady. De interés histórico es la línea de transmisión de 17 millas, 5.25 MW y 30 kV instalada entre Mechanicville y Schenectady, Nueva York, en 1936. Con convertidores de arco de mercurio, vinculó un sistema de 40 y 60 Hz.

2. Gotland. La primera línea de transmisión de cd importante fue instalada en Suecia, en 1954. Conectó la isla de Gotland (en medio del mar Báltico) con el continente por medio de un cable submarino de 96 km. El cable de un solo conductor opera a 100 kV y

transmite 20 MW. La corriente dirigida a tierra regresa por el mar.

3. Canal Inglés. En 1961 se tendió un enlace submarino bipolar en el Canal Inglés entre Inglaterra y Francia. Dos cables, uno operando a +100 kV y el otro a -100 kV, tendidos uno al lado del otro, transportan 160 MW de potencia en una dirección o la otra. Resultó que el intercambio de potencia entre los dos países era económico porque las zonas horarias son diferentes, así que los picos del sistema no ocurren al mismo tiempo. Además, durante la primavera, Francia tiene un excedente en su capacidad de generación hidroeléctrica, lo que hace atractiva la exportación de potencia.

4. Pacific Intertie. En 1970 se instaló un enlace bipolar que opera a ± 400 kV entre The Dalles, Oregon, y Los Ángeles, California. La línea elevada transmite un total de 1440 MW a una distancia de 1370 km. Se puede hacer que fluya potencia en ambas direcciones, según los requerimientos de las respectivas regiones NO y SO. El enlace de cd también ayuda a estabilizar el sistema de transmisión de ca trifásico que conecta las dos regiones.

5. Río Nelson. La potencia hidroeléctrica generada por el Río Nelson, situado a 890 km al norte de Winnipeg, Canadá, es transmitida por medio de dos líneas bipolares que operan a ± 450 kV. Cada línea bipolar transporta 1620 MW, los cuales son convertidos y alimentados al sistema de ca cerca de Winnipeg. De acuerdo con estudios realizados, era un poco más económico transmitir potencia por medio de cd que por medio de ca a lo largo de esta considerable distancia.

6. Río Eel. La estación espalda con espalda en el río Eel, Canadá, constituye un interenlace asíncrono entre los sistemas eléctricos de 230 kV de Quebec y Nueva Brunswick. Aunque ambos sistemas operan a una frecuencia nominal de 60 Hz, no fue factible conectarlos directamente, debido a cuestiones de estabilidad. En esta aplicación, la “línea de transmisión” de cd es de sólo unos cuantos metros de largo, es decir, la longitud de los conductores que conectan los rectificadores e inversores. La potencia puede fluir en ambas direcciones, hasta un máximo de 320 MW (vea las figuras 28.19 y 28.20).

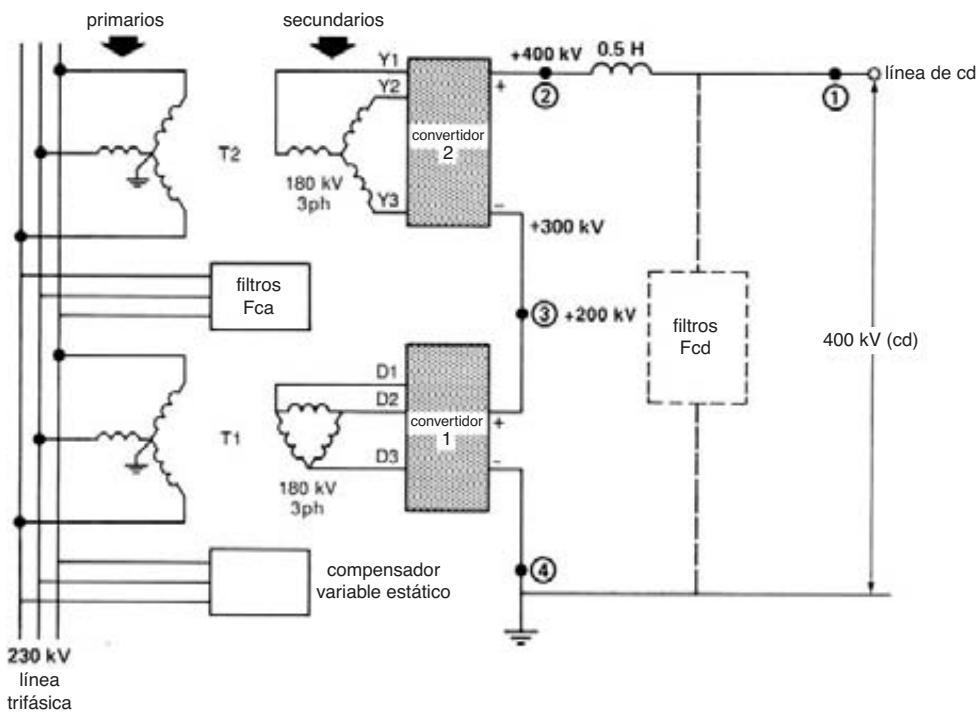


Figura 28.18a

Diagrama esquemático de un polo de una estación de convertidor de ± 400 kV. Se compone de dos convertidores de 200 kV conectados en serie en el lado de cd. Los convertidores son unidades de 6 pulsos, conectados respectivamente a voltajes trifásicos que están 30° fuera de fase. El filtro de cd está sintonizado al 12o. armónico. Los filtros de ca evitan que los armónicos 11o., 13o. y más altos entren al sistema de 230 kV. El compensador variable estático suministra la potencia reactiva requerida por el convertidor.

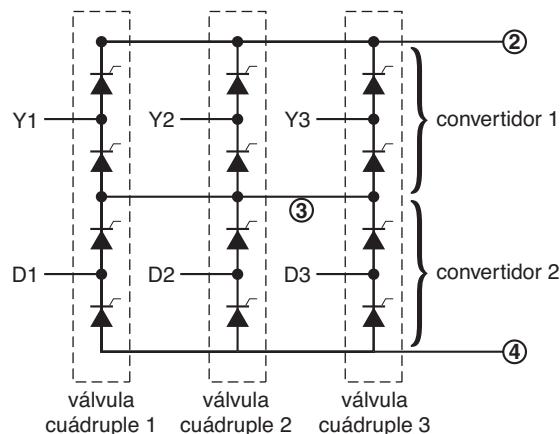


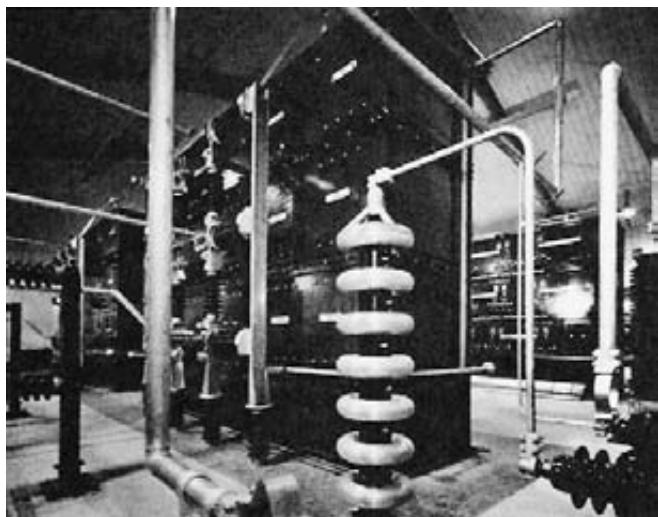
Figura 28.18b

Diagrama esquemático del convertidor de 12 pulsos que muestra los dos convertidores de 6 pulsos y las conexiones de línea. Tres válvulas cuádruples constituyen los componentes principales de un polo del pasillo de válvulas.

**Figura 28.19**

Esta estación de convertidor y playa de distribución en el río Eel conecta las redes de ca de Québec y Nueva Brunswick por medio de un enlace de cd. El rectificador y el inversor están alojados en el edificio grande en el centro. Utilizó por primera vez tiristores transistorizados en aplicaciones HVDC.

(Cortesía de New Brunswick Electric Power Commission)

**Figura 28.20**

Vista de una válvula de tiristores de 6 pulsos alojada en su cubículo rectangular. Es alimentada por un transformador convertidor trifásico y produce 2000 A a 40 kV. Los cientos de tiristores individuales que contiene son activados por un confiable sistema de control de fibra óptica libre de interferencia.

Ocho cubículos, junto con tres capacitores sincrónicos y cuatro transformadores convertidores, integran toda la terminal convertidora.

(Cortesía de General Electric)

Esta planta pionera fue la primera en utilizar tiristores en una gran aplicación comercial.

7. Proyecto CU. La salida de potencia de una planta de generación situada junto a las minas de carbón lignítico cerca de Underwood, Dakota del Norte, es convertida en cd y transmitida a 436 millas en dirección este hasta una terminal cerca de Minneapolis, Minnesota, donde es reconvertida en ca. La línea bipolar transmite 1000

MW a ± 400 kV y 1250 A. Se dispone de un regreso a tierra metálico en caso de que una línea quede fuera de servicio durante un periodo prolongado (vea la figura 28.21a). La figura 28.21b muestra las tres válvulas cuádruples que conforman un convertidor de 12 pulsos. La figura 28.21c muestra una vista aérea de la terminal.

8. Subestación de Châteauguay. La subestación de Châteauguay, localizada cerca de Montreal, es una es-

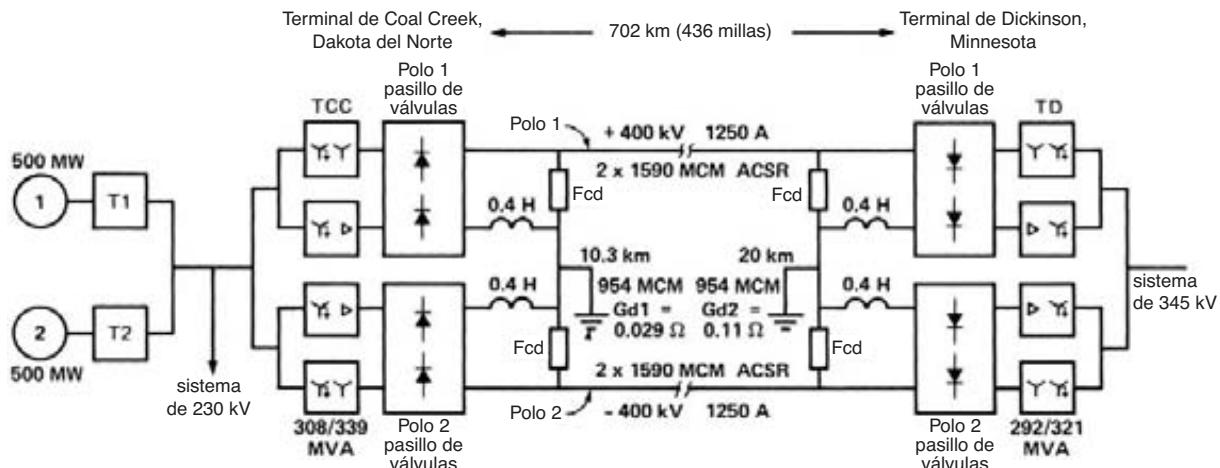


Figura 28.21a

Diagrama esquemático simplificado del sistema de transmisión HVDC bipolar que enlaza la terminal de Coal Creek en Dakota del Norte con la terminal Dickinson en Minnesota. La línea de ± 400 kV suministra 1000 MW a una distancia de 702 km. La salida de los turboalternadores de 500 MW se eleva a 230 kV y se transmite a la terminal de Coal Creek, donde la potencia de ca es convertida en cd. Los transformadores convertidores de cambio de tomas con carga TCC están conectados en Y-Y y delta-Y para operación de conversión de 12 pulsos.

Los inductores alisadores de 0.4 H están en serie con las líneas conectadas a tierra, con lo cual se reducen significativamente los requerimientos de aislamiento. Los filtros de cd Fdc, cada uno compuesto de un inductor de 48.8 mH en serie con un banco de capacitores de $1 \mu\text{F}$, impiden que el 120 voltaje armónico entre a las líneas de cd.

Las líneas de transmisión positivas y negativas constan de dos haces de conductores (2×1590 MCM, ACSR). Las tierras de cd están situadas a 10.3 km y 20 km de las terminales respectivas. En condiciones normales las corrientes de línea son controladas automáticamente de modo que la corriente a tierra sea de 20 A o menos. Sin embargo, si un polo está fuera de servicio durante períodos cortos, la corriente a tierra puede ser de hasta 1375 A.

La estación de inversor de 12 pulsos (terminal de Dickinson) suministra al sistema 345 kV, 60 Hz y los transformadores convertidores de cambio de tomas TD se utilizan para regular el nivel del voltaje del inversor.

El sistema de control está diseñado para operar automáticamente cada terminal desde un centro de control de telecomunicaciones localizado en Minnesota.



Figura 28.21b

Vista de tres válvulas cuádruples en proceso de instalación en uno de los pasillos de válvulas de la terminal de Coal Creek. Juntas constituyen un polo del sistema de 400 kV.

(Cortesía de United Power Association)



Figura 28.21c
Vista aérea de la terminal de Coal Creek, que muestra los dos pasillos de válvulas que producen el voltaje de cd de +400 kV y -400 kV, respectivamente. La playa de distribución contiene cortacircuitos, transformadores y filtros.
(Cortesía de United Power Association)

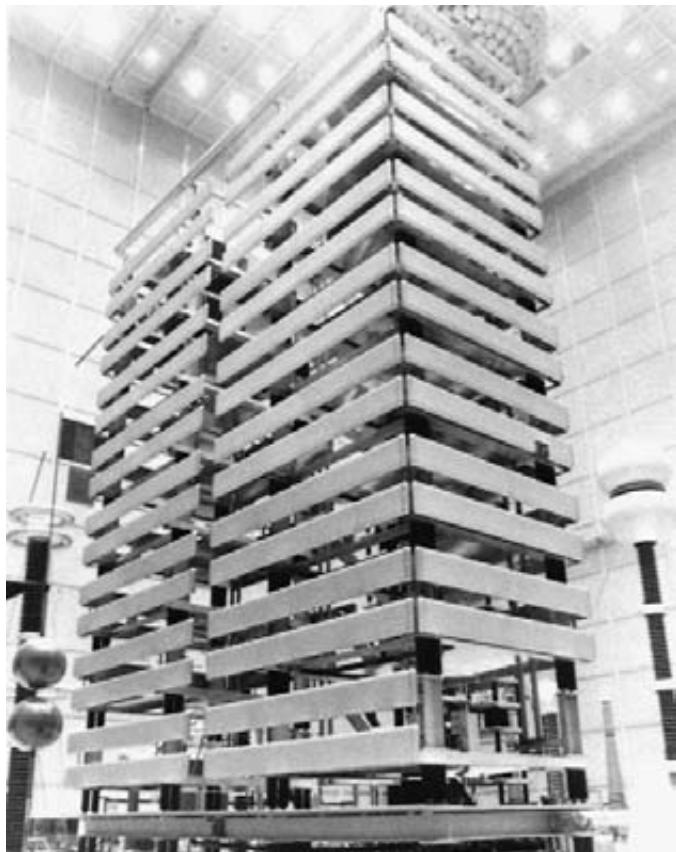


Figura 28.22a
Prueba de una válvula cuádruple de 140 kV, 1200 A de cd, en IREQ, el centro de investigación de Hydro-Québec. La válvula mide 12 m de altura, 6.9 de ancho y 2.7 m de fondo. Está diseñada para la subestación de Châteauguay y contiene un total de 400 tiristores.
(Cortesía de Hydro-Québec)

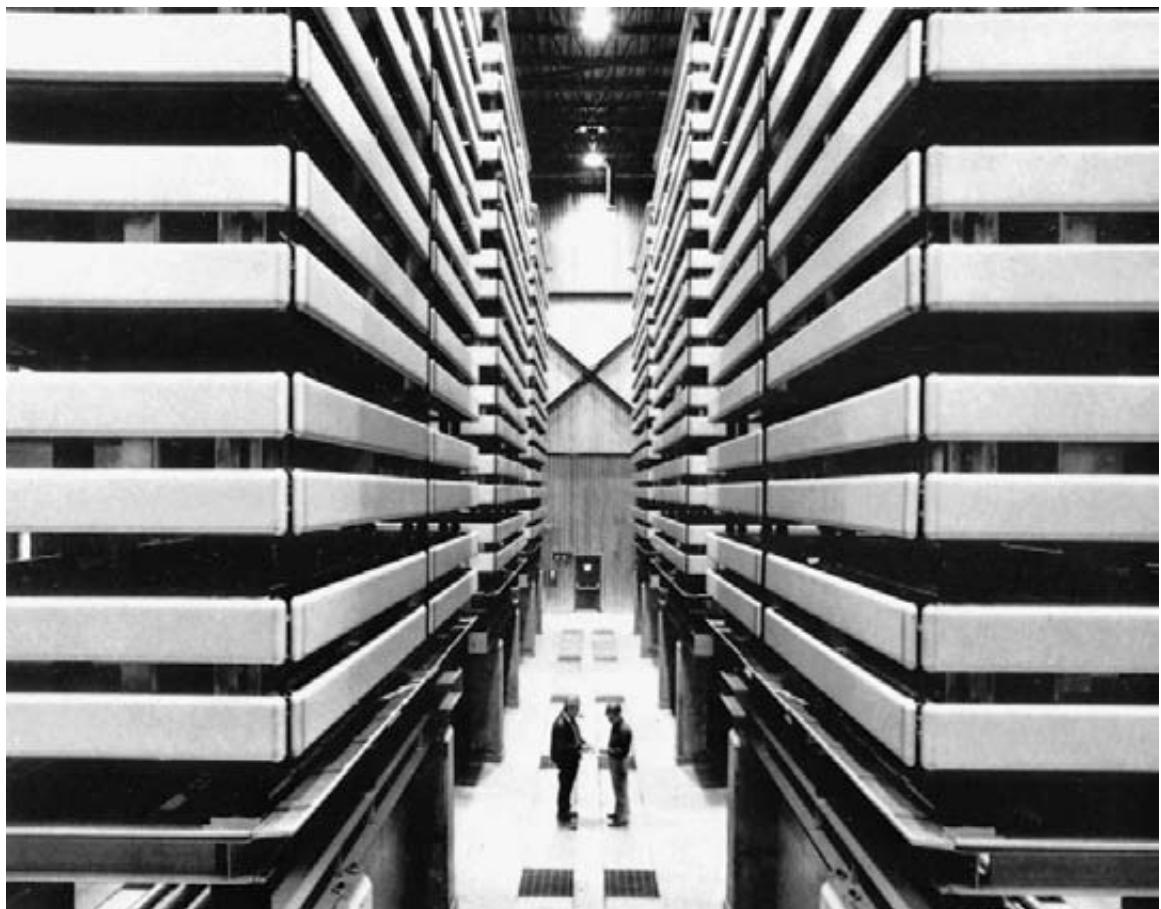


Figura 28.22b

Vista de un convertidor de cd espalda con espalda de 500 MW, 140 kV y 3600 A en la subestación de Châteauguay. Consta de 6 válvulas cuádruples. Las tres válvulas del lado derecho generalmente operan como rectificadores y las tres del lado izquierdo como inversores. El pasillo de válvulas mide 17.5 m de ancho y 18 m de altura. (Cortesía de Hydro-Québec)

tación de convertidor espalda con espalda con capacidad de 1000 MW (Figs. 28.22a y 28.22b). Para asegurar una alta confiabilidad, se compone de dos pasillos de válvulas independientes, cada uno con capacidad de 500 MW.

Por lo general, la potencia fluye del sistema de ca de 735 kV de Hydro-Québec al sistema de ca de 765 kV en

el estado de Nueva York. Debido al enlace rectificador/inversor, los cambios de frecuencia en un sistema no afectan al otro. Además, se puede invertir la dirección del flujo de potencia, dependiendo de las circunstancias.

Los tiristores son enfriados con agua desionizada, mediante un elaborado intercambiador de calor de agua/glicol/aire.

SISTEMA DE TRANSMISIÓN HVDC LIGHT

Hasta este punto del capítulo hemos visto que la potencia de cd es transportada entre dos poderosas redes de ca que contienen cientos de generadores y motores síncronos de gran tamaño. Por esta razón, los respectivos voltajes de red son estables y sin distorsión. En consecuencia, los convertidores controlados por tiristores en ambos extremos de la línea de cd pueden absorber la potencia reactiva que necesitan de las respectivas redes a las que están conectados. Esto permite la conmutación de línea natural de los tiristores, como vimos en la sección 28.2.

28.20 Transporte de potencia eléctrica a lugares remotos

Muchos sitios remotos que necesitan potencia eléctrica son relativamente pequeños. No contienen generadores síncronos y la carga del motor síncrono con frecuencia es insignificante. En esos casos, podemos suministrar potencia al sitio remoto instalando una línea de transmisión elevada simple y conectándola a una red existente de potencia trifásica. Si esta solución es imposible o no es factible, un generador diesel, localizado en el sitio, puede suministrar la potencia requerida. Sin embargo, esta solución es costosa porque requiere mantenimiento constante y el diesel tiene que ser transportado al sitio.

A menudo se excluye una línea de transmisión de ca elevada porque es imposible obtener los derechos de vía. En ese caso se puede considerar un cable subterráneo. Sin embargo, si el cable mide varios kilómetros de largo, su capacitancia impedirá la transmisión eficiente de la energía eléctrica (vea la sección 25.29). No obstante, un cable subterráneo es muy apropiado para transportar potencia de cd porque no se presentan los indeseables aspectos de la gran potencia reactiva capacitativa.

Los convertidores autoconmutados que utilizan IGBTs y modulación por ancho de pulso ofrecen una interesante solución cuando se tiene que suministrar potencia a un sitio remoto. De hecho, en la sección 21.50 vimos que los convertidores PWM operan esencialmente como generadores de ca transistorizados. Pueden suministrar o absorber potencia reactiva y se puede controlar la salida de voltaje. Además, la

potencia activa puede fluir en ambas direcciones, del lado de ca al lado de cd y viceversa. Como característica adicional, la magnitud, la frecuencia y el ángulo de fase de estos generadores estáticos son ajustables y las corrientes de cortocircuito se pueden limitar electrónicamente.

Para entender a cabalidad esta novedosa forma de transportar energía eléctrica, el lector debe repasar primero las secciones 21.45 a 21.50 referentes a los convertidores. La sección 21.45 explica la modulación por ancho de pulso y su aplicación a convertidores monofásicos. La sección 21.49 explica la operación de un convertidor PWM trifásico.

Utilizaremos este convertidor para introducir el llamado método HVDC Light® de transmisión de potencia eléctrica.

28.21 Componentes de un generador estático

La figura 28.23 muestra los componentes principales de un generador trifásico estático. Comprende

- Un convertidor autoconmutado compuesto de seis IGBTs y seis diodos. Es esencialmente una reproducción del convertidor mostrado en la figura 21.94
- Dos capacitores C_1 conectados en serie
- Tres inductancias L_1
- Tres filtros de frecuencia portadora compuestos de circuitos resonantes L_2 , C_2 y R_2

Es importante recordar que este generador estático convierte potencia de cd en potencia de ca trifásica y viceversa. Dependiendo de la aplicación, la “máquina” puede operar como generador de cd que absorbe su potencia de una fuente trifásica conectada a las terminales d, e y f. Alternativamente, puede operar como generador trifásico alimentado por una fuente de cd E_H conectada a la terminales x y y.

Los dos capacitores C_1 entre las terminales x y y reducen las fluctuaciones del voltaje de cd. También establecen un punto neutro N en medio de las terminales (+) y (-) de la fuente de cd.

Podemos considerar que E_H consta de dos voltajes E_d en serie, donde $E_d = E_H/2$. Cuando E_H es de varias

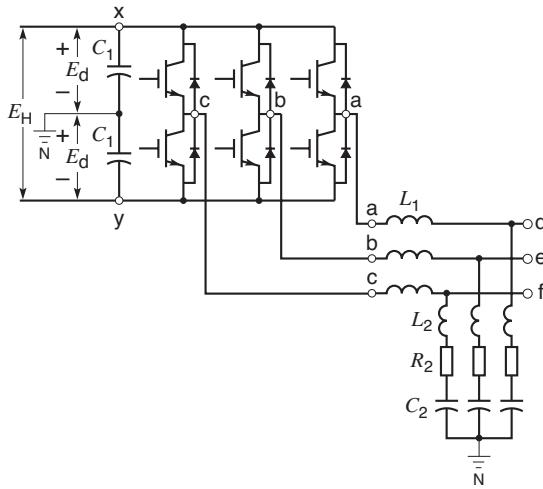


Figura 28.23

Componentes de un generador trifásico estático energizado por una fuente de cd E_H . La potencia activa fluye de izquierda a derecha. Se utiliza la misma configuración para crear un generador de cd estático energizado por una fuente trifásica. Ésta se conecta a las terminales d, e, f y la potencia activa fluye entonces de derecha a izquierda.

decenas de kilovoltios, cada uno de los seis grupos de IGBT/diodo mostrados en la figura 28.23 representa varios grupos conectados en serie. La razón es que los diodos e IGBTs de alto voltaje sólo pueden soportar voltajes de aproximadamente 5 kV.

Los voltajes PWM trifásicos de línea a neutro aparecen entre las terminales **a**, **b**, **c** y el neutro **N**. Por ejemplo, el voltaje entre las terminales **a** y **N** es una onda PWM cuya amplitud fluctúa rápidamente entre $+E_d$ y $-E_d$ a la frecuencia portadora f_c . La onda tiene dos componentes:

- Un voltaje fundamental de línea a neutro E_{aN} que tiene una frecuencia f (generalmente de 60 o 50 Hz)
- Armónicos de frecuencia portadora

En la práctica, nos interesan principalmente los voltajes de línea a línea E_{ab} , E_{bc} y E_{ca} . Cuando la relación de la frecuencia portadora f_c a la fundamental f es impar y un múltiplo de tres, los dos armónicos de línea a lí-

nea más importantes tienen frecuencias $f_{H1} = f_c + 2f$ y $f_{H2} = f_c - 2f$.

Como en un recortador, los tres inductores L_1 absorben y suministran energía, lo que permite la transformación de potencia de cd en potencia de ca y viceversa. Estos inductores también reducen las corrientes armónicas que fluyen en las líneas trifásicas. A la frecuencia fundamental, poseen una reactancia dada por $x = 2\pi f L_1$.

Los filtros L_2 , C_2 ponen en cortocircuito los voltajes armónicos que de otra manera aparecerían entre las líneas **d**, **e**, **f** y el neutro **N**. La resistencia R_2 establece el ancho de banda del filtro.

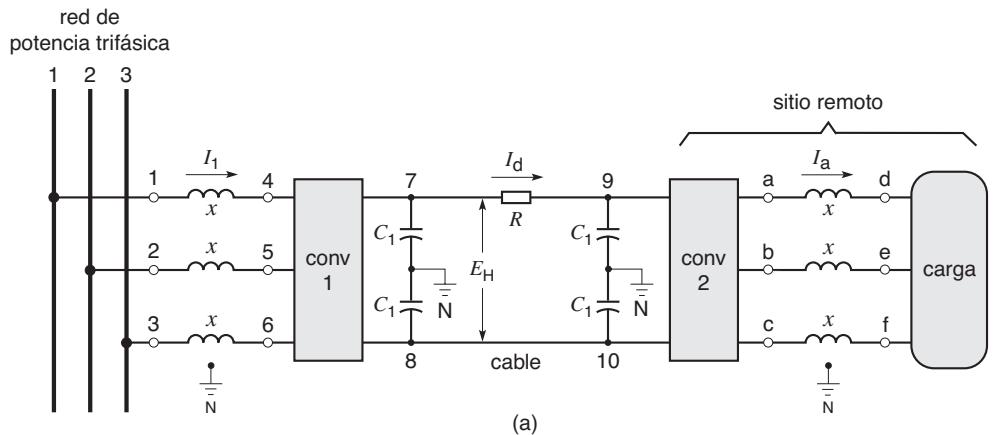
28.22 Generalidades del sistema de transmisión HVDC Light

La figura 28.24a da una idea global del novedoso sistema de transmisión HVDC Light. Consta de

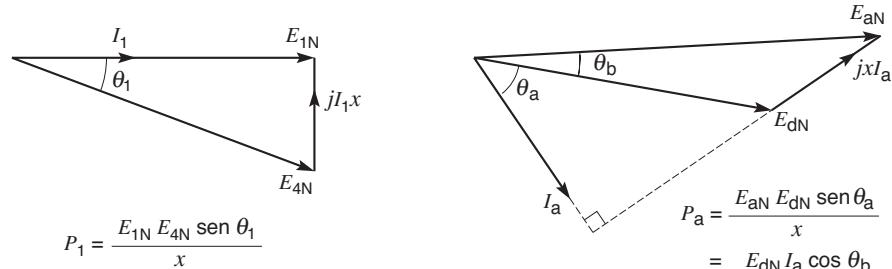
- Una línea muy corta 1, 2, 3 que conecta el convertidor 1 a una red trifásica de 60 Hz
- Un convertidor 1 de ca a cd que convierte potencia de ca en cd
- Un cable de cd largo que conecta el convertidor 1 al convertidor 2 en el sitio remoto
- Un convertidor 2 de cd a ca que convierte la potencia de cd en ca
- La carga de ca en el sitio remoto

El convertidor 1 está conectado a la red de potencia por medio de tres reactores x que corresponden a las inductancias L_1 previamente mencionadas. Las terminales 7 y 8 están conectadas al cable de cd. El otro extremo del cable está conectado a las terminales 9 y 10 del convertidor 2. Éste suministra potencia a la carga por medio del reactor x que es similar a los asociados con el convertidor 1. Para simplificar el circuito, los filtros armónicos L_2 , C_2 y R_2 no se muestran. Están conectados respectivamente entre las terminales **1**, **2**, **3** y el neutro local **N** y entre las terminales **d**, **e**, **f** y el neutro remoto **N**.

El convertidor 2 genera un voltaje trifásico fundamental (y armónicos) entre las terminales **a**, **b** y **c**. La salida filtrada aparece a través de las terminales



(a)



(b)

(c)

Figura 28.24

- a. Vista global de un sistema de transmisión HVDC Light que utiliza convertidores PWM. El convertidor 1 convierte potencia de ca en potencia de cd. El convertidor 2 transforma energía de cd en energía de ca. El convertidor 2 genera el voltaje trifásico deseado y la frecuencia requerida en el sitio remoto. La corriente de línea y el factor de potencia en el sitio dependen de la carga.
- b. Diagrama fasorial de los voltajes y de la corriente de línea de la fase a en el sitio remoto.
- c. Diagrama fasorial de los voltajes y de la corriente de línea en el punto 1 de la red que suministra la potencia activa.

d, e y f. Sin embargo, es más fácil seguir el comportamiento del convertidor observando los componentes fundamentales del voltaje y la corriente de sólo una fase. Elijamos la fase a y supongamos que la corriente I_a está θ_a grados detrás de E_{dN} . Como la caída de voltaje en la reactancia es jxI_a , el voltaje generado por el convertidor está dado por $E_{aN} = E_{dN} +$

jxI_a (Fig. 28.24b). Observemos que E_{aN} va θ_b grados delante de E_{dN} . Por consiguiente, la potencia activa P fluye del convertidor a la carga, y la siguiente expresión da su valor:

$$P = \frac{E_{aN} E_{dN}}{x} \operatorname{sen} \theta_b \quad (16.8)$$

La potencia activa por fase también está dada por la expresión:

$$P = E_{dN} I_a \cos \theta_a$$

El cable de cd conduce sólo el componente activo de la potencia absorbida por la carga. Por consiguiente, la potencia total transportada por el cable es $3 \times P$. Como el voltaje de cd es E_H , la corriente directa en el cable es

$$I_d = 3P/E_H$$

¿Cuál es la relación entre el voltaje de ca E_{ab} de línea a línea y el voltaje de cd E_H ? Para no recortar los picos de la forma de onda sinusoidal, el valor pico del voltaje de línea a neutro nunca debe ser mayor que $E_H/2$. Suponga que el valor pico de E_{aN} es 80% de $E_H/2$. En estas condiciones, se puede demostrar que E_H es aproximadamente dos veces el valor eficaz del voltaje de línea a línea del convertidor. Por lo tanto, escribimos

$$E_H \approx 2 E_{LL} \quad (28.2)$$

donde

E_H = voltaje de cd de línea a línea del cable [kV]

E_{LL} = voltaje de ca eficaz de línea a línea del convertidor [kV]

Ignoremos por un momento las pérdidas en los convertidores y el cable de cd. En condiciones permanentes, la potencia activa $3P$ absorbida por el convertidor 1 de la red trifásica es necesariamente igual a la potencia activa suministrada a la carga en el sitio remoto. Elijamos la fase 1 de la red y supongamos que el voltaje E_{1N} va θ_1 grados delante de E_{4N} (Fig. 28.24c). Así, la potencia P está dada por la expresión:

$$P = \frac{E_{1N} E_{4N}}{x} \sin \theta_1 \quad (16.8)$$

La red impone la magnitud y fase de E_{1N} . Además, el valor de x es fijo porque la frecuencia fundamental (generalmente de 60 o 50 Hz) es constante. Para generar la potencia P impuesta por la carga remota, los valores de E_{4N} y del ángulo θ_1 se deben ajustar como

corresponda. ¿Qué valores deberán tener? La mejor opción es controlar la amplitud y fase de E_{4N} para que la corriente I_1 siempre esté en fase con el voltaje E_{1N} (Fig. 28.24c). En estas condiciones, el convertidor 1 no absorbe potencia reactiva de la red. En consecuencia, el rectificador (convertidor 1) opera con factor de potencia unitario. El sistema de control que activa los IGBTs del convertidor 1 debe operar de modo tal que el ángulo θ_1 y el voltaje E_{4N} se ajusten continuamente para mantener estos objetivos.

28.23 Control de potencia activa

La potencia activa total absorbida por el convertidor 1 es controlada por el voltaje de cd E_H en las terminales del cable. Para demostrar por qué es así, ignoremos otra vez las pérdidas en los convertidores y el cable.

En condiciones permanentes, la potencia activa de la carga remota es constante. Como resultado, la potencia absorbida del cable entre las terminales 9 y 10 es igual a la potencia absorbida por el cable entre las terminales 7 y 8 (Fig. 28.24a). Por consiguiente, el voltaje E_H y la corriente I_d son estables.

Sin embargo, si la carga conectada al convertidor 2 disminuye, mientras el ángulo θ_1 y el voltaje E_{4N} permanecen sin cambios, la entrada de potencia al cable será mayor que su salida. La diferencia entre las dos cargará los capacitores C_1 lo que, a su vez, producirá un rápido incremento del voltaje de cd E_H a través del cable. Este rápido incremento es detectado por el sistema de control del convertidor 1. Una señal correctora reducirá inmediatamente tanto el ángulo θ_1 como el voltaje E_{4N} (Fig. 28.24c). Como resultado, la potencia de ca absorbida por el convertidor 1 disminuirá, lo que a su vez reducirá la potencia suministrada al cable. En cuanto sea igual a la potencia de cd absorbida por el convertidor 2, el voltaje en el cable será restaurado a casi su valor nominal.

Contrario a la forma tradicional de controlar flujo de potencia de cd mediante tiristores, no hay necesidad de telecomunicar continuamente el estado de los dos convertidores en cada extremo de la línea (vea la sección 28.15). Además, ya no requieren los grandes y costosos filtros. La razón es que las frecuencias armónicas más bajas son aproximadamente 40 veces la frecuencia fundamental del sistema. Por lo tanto, sobre una base de 60 Hz, el armónico más bajo será de

aproximadamente 2400 Hz. Los filtros de alta frecuencia son pequeños y baratos. Recordemos que en un sistema de transmisión de cd convencional se requieren filtros grandes para absorber los armónicos 5o., 7o., 11o. y 13o. de frecuencia relativamente baja (Fig. 28.13).

Obviamente, los convertidores PWM ofrecen varias ventajas sobre los convertidores controlados por tiristores que utilizan conmutación de línea natural. Si incluimos la ventaja de utilizar un cable subterráneo, protegido contra las inclemencias del clima y con la libertad de asegurar derechos de vía, los convertidores PWM son aún más atractivos. Sin embargo, los IGBTs aún no pueden manejar potencias tan grandes como las que manejan los tiristores.

El primer sistema de transmisión HVDC Light® fue instalado en 1999 en la isla de Gotland, en Suecia. Transportaba 50 MW de potencia de cd generada por una granja eólica, hasta el pueblo de Visby, localizado a 70 km de distancia. Dos cables que operan a +80 kV y -80 kV ($E_H = 160$ kV) fueron enterrados en el suelo por medio de un arado halado por un tractor. Los convertidores en cada extremo de la línea generan un voltaje trifásico de 80 kV, 50 Hz.

28.24 Ejemplo de un sistema de transmisión HVDC Light

Como un ejemplo de un sistema de transmisión HVDC Light, la figura 28.25a muestra un sistema de transmisión de cd que utiliza dos convertidores IGBT estáticos. El sistema consta de una red trifásica que suministra potencia a un sitio remoto que está a 40 km de distancia. El cable subterráneo opera a 70 kV (+35 kV, -35 kV de línea a neutro) y su resistencia de cd total es de 6.8Ω . El voltaje de línea de ca en ambos extremos es de 34.5 kV y 60 Hz, trifásico.

La carga en el sitio remoto absorbe una potencia total de 24 MVA con un factor de potencia retrasado de 75%. Por consiguiente, la potencia activa total ($3P$) es 0.75×24 MVA = 18 MW. La potencia reactiva total absorbida por la carga es:

$$Q = \sqrt{(24^2 - 18^2)} = 15.9 \text{ Mvar}$$

Los valores de los diversos componentes eléctricos se muestran en la figura 28.25a. También se muestran

los voltajes y corrientes cuando el sitio absorbe su potencia nominal. Estos valores se calculan como sigue:^{*}

- 1a. Voltaje de línea a línea en las terminales de la carga

$$E_{dc} = 34,500 \text{ V}$$

- 1b. Voltaje de línea a neutro en la carga

$$E_{dN} = 34,500/\sqrt{3} = 19,920 \text{ V}$$

2. Corriente I_a absorbida por la carga

$$I_a = \frac{S}{E\sqrt{3}} = \frac{24 \times 10^6}{34,500\sqrt{3}} = 401.6 \text{ A}$$

3. Ángulo de fase entre I_a y el voltaje de línea a neutro E_{dN}

$$\theta_a = \arccos 0.75 = 41.4^\circ$$

4. Reactancia a 60 Hz del L_1 de 20 mH

$$x = 2\pi f L_1 = 2\pi \times 60 \times 20 \times 10^{-3} = 7.54 \Omega$$

5. Voltaje de línea a neutro E_{aN} del convertidor 2

$$\begin{aligned} E_{aN} &= 19,920 + j \times 7.54 \times 401.6 \angle -41.4^\circ \\ &= 21,923 + j \times 2271 = 22,040 \angle 5.9^\circ \end{aligned}$$

(vea el diagrama fasorial de la figura 28.25b)

6. Voltaje trifásico de línea a línea en las terminales del convertidor 2

$$E_{ab} = 22,040\sqrt{3} = 38,175 \text{ V}$$

7. Potencia de cd absorbida por el convertidor 2

$$3P = 18 \times 10^6 \text{ W}$$

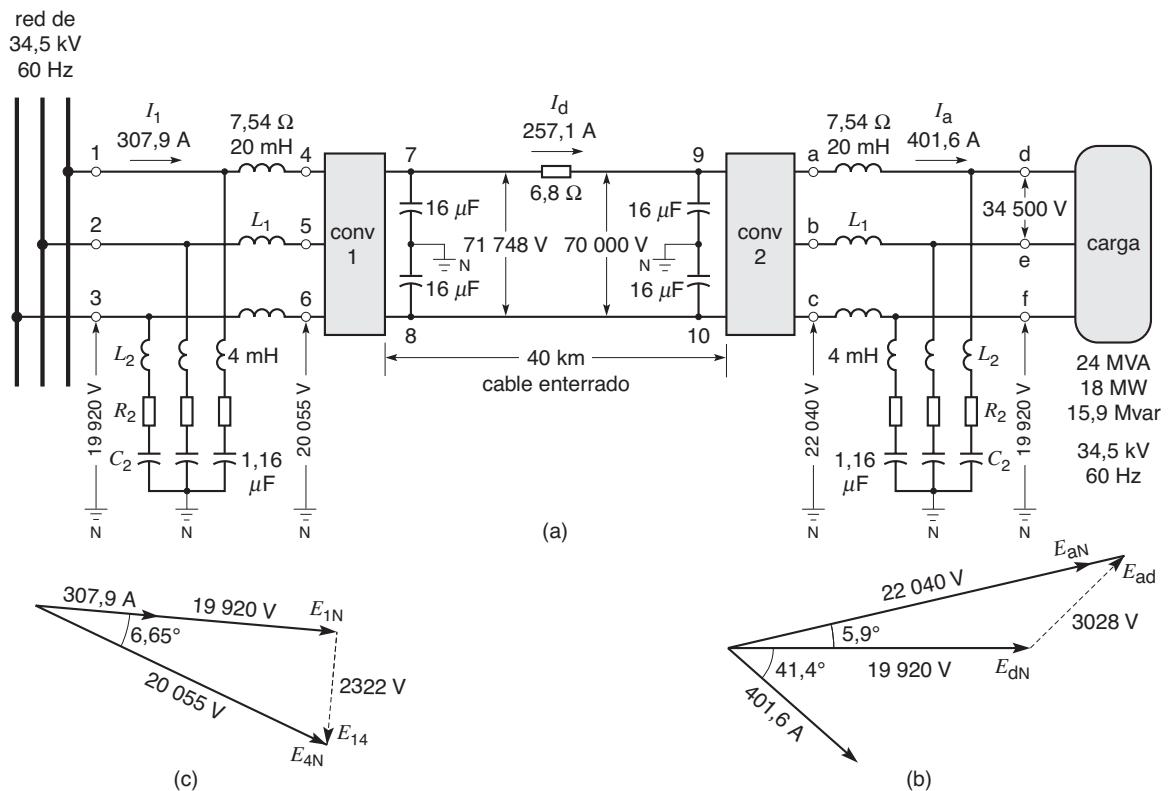
- 8a. Voltaje de cd del cable entre las terminales 9 y 10 del convertidor 2

$$E_H = 70,000 \text{ V}$$

- 8b. Voltaje de cd de línea a neutro

$$E_d = E_{9N} = 70,000/2 = 35,000 \text{ V}$$

* Como la carga está equilibrada, el valor del voltaje o corriente seleccionado para una fase particular es automáticamente igual que para las otras dos fases.

**Figura 28.25**

a. Ejemplo numérico de un sistema de transmisión HVDC Light que utiliza convertidores PWM.

b. Diagrama fasorial de la fase **a** en el sitio remoto.c. Diagrama fasorial de la fase **1** en el punto de la red que suministra la potencia.

9. Corriente directa absorbida por el convertidor 2

$$I_d = 3P/E_H = 18 \times 10^6 / 70,000 = 257.1 \text{ A}$$

10. Resistencia del cable (ambas líneas)

$$R = 6.8 \Omega$$

11a. Voltaje de cd entre las terminales 7 y 8 del convertidor 1

$$E_{78} = 70,000 + 6.8 \times 257.1 = 71,748 \text{ V}$$

11b. Voltaje de cd de línea a neutro en las terminales del convertidor 1

$$E_{7N} = 71,748/2 = 35,874 \text{ V}$$

12a. Voltaje de ca de línea a línea de la red

$$E_{12} = 34,500 \text{ V}$$

12b. Voltaje de ca de línea a neutro de la red

$$E_{1N} = 34,500/\sqrt{3} = 19,920 \text{ V}$$

13. Potencia de cd suministrada por el convertidor 1

$$P = 257.1 \text{ A} \times 71,748 \text{ V} = 18.4 \text{ MW}$$

14. Potencia activa total absorbida de la red por el convertidor 1

$$P = 18.4 \text{ MW}$$

15. Como vimos anteriormente, los ángulos de fase y los voltajes a través de las terminales 4, 5 y 6 son ajustados automáticamente por el convertidor para que el factor de potencia en las terminales 1, 2 y 3 sea de 100%.

16. Corriente suministrada por la red

$$I_1 = \frac{S}{E\sqrt{3}} = \frac{18.4 \times 10^6}{34,500\sqrt{3}} = 307.9 \text{ A}$$

17. Voltaje a través de la reactancia de 7.54Ω corriente arriba del convertidor 1

$$E_{14} = 7.54 \times 307.9 = 2322 \text{ V}$$

18. Voltaje de línea a neutro a través de las terminales 4 y N del convertidor 1

$$\begin{aligned} E_{4N} &= E_{1N} - E_{14} = 19,920 - j \times 2322 \\ &= 20,055 \text{ V} \angle -6.65^\circ \end{aligned}$$

(vea el diagrama fasorial de la figura 28.25c)

19. Por lo tanto, el ángulo de fase entre E_{1N} y E_{4N} producido por el convertidor 1 es

$$\theta_1 = 6.65^\circ$$

20. Voltaje trifásico de línea a línea entre las terminales 4, 5 y 6 del convertidor 1

$$E_{LL} = 20,055\sqrt{3} = 34,735 \text{ V}$$

21. El circuito resonante en serie L_2, C_2 está sintonizado a la frecuencia portadora f_c . Elijamos una relación de frecuencia $m_f = f_c/f = 39$. Por consiguiente, la frecuencia portadora es

$$f_c = 39 \times 60 \text{ Hz} = 2340 \text{ Hz}$$

El circuito L_2, C_2 se sintonizará a esta frecuencia. Las principales frecuencias armónicas de línea a línea serán

$$f_{H1} = (2340 + 2 \times 60) = 2460 \text{ Hz}$$

$$f_{H2} = (2340 - 2 \times 60) = 2220 \text{ Hz}$$

Estas frecuencias armónicas se aproximan mucho a la frecuencia portadora de 2340 Hz.

22. La figura 28.26 muestra la forma de onda rectangular del voltaje PWM entre la terminal a y el neutro N del convertidor 2. El componente sinusoidal fundamental de este voltaje tiene un valor pico de $22,040\sqrt{2} \text{ V} = 31,169 \text{ V}$.

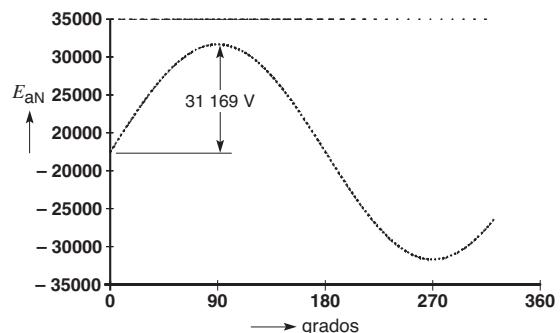


Figura 28.26

Forma de onda rectangular del voltaje PWM entre las terminales a y N del convertidor 2. La frecuencia portadora es de 2340 Hz. El componente sinusoidal fundamental tiene una frecuencia de 60 Hz y una amplitud de 31 169 V (valor efectivo de 22 040 V).

Las formas de onda fundamentales entre las terminales b, c y el neutro tienen los mismos valores, pero están separadas por ángulos de 120° y 240° , respectivamente.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 28-1 Dé tres ejemplos en los que la transmisión de potencia mediante cd es particularmente útil.
- 28-2 Mencione los componentes principales que conforman un sistema de transmisión mediante corriente directa.
- 28-3 ¿Qué armónicos ocurren en el lado de ca de un convertidor? ¿Y en el lado de cd?
- 28-4 ¿Cuál es el propósito de los grandes inductores de línea de cd?
- 28-5 Una línea de transmisión de cd que opera a 50 kV transporta una corriente de 600 A. La terminal contiene un solo convertidor trifásico de 6 pulsos.
- a. Calcule el valor aproximado del voltaje de línea de ca secundario del transformador convertidor.
- b. ¿Cuál es el valor efectivo de la corriente de línea secundaria?
- 28-6 La línea bipolar mostrada en la figura 28.10a opera a un potencial de $\pm 150 \text{ kV}$. Si las

- corrientes directas de línea son de 600 A y 400 A, calcule lo siguiente:
- La potencia transmitida entre las dos redes de ca
 - El valor de la corriente a tierra
- 28-7 La línea de transmisión mostrada en la figura 28.5 posee una resistencia de 10Ω . El rectificador (convertidor 1) produce un voltaje de cd de 102 kV mientras el inversor genera 96 kV.
- Calcule la corriente directa de línea y la potencia transmitida a la red 2.
 - Si las puertas del inversor se activan un poco antes en el ciclo, ¿aumentará o disminuirá la corriente directa de línea? Explique.
 - Si las puertas del inversor se activan para que el inversor genere 110 kV, ¿se invertirá el flujo de potencia? Explique.
- 28-8 Cuando ocurre un cortocircuito en una línea de cd, la corriente en la falla misma es menor que la corriente a plena carga. Explique.
- 28-9 ¿Por qué se requiere un enlace de comunicaciones entre las estaciones convertidoras de una línea de cd?
- Nivel intermedio*
- 28-10 Los convertidores mostrados en la figura 28.2 son unidades trifásicas idénticas de 6 pulsos, que producen un voltaje E_d de 50 kV y una corriente I_d de 1200 A.
- Calcule la corriente directa por válvula (brazo puente).
 - ¿Cuál es el voltaje inverso pico aproximado en cada válvula?
- 28-11 Remitiéndose a la sección 28.19, calcule la corriente de línea por polo en el Pacific Intertie, y utilizando el modelo de la figura 28.4, estime la potencia reactiva total absorbida por cada estación de convertidor.
- 28-12 El electrodo de tierra de una estación de convertidor bipolar está localizado a 15 km de la estación y posee una resistencia de tierra de 0.5Ω . Si las corrientes de línea en cada polo son de 1700 A y 1400 A, calcule la pérdida de potencia en el electrodo.
- 28-13 En la figura 28.11 vemos que $E_d = 450$ kV, $I_d = 1800$ A y cada uno de los dos inductores alisadores de cd L tiene una inductancia de 0.5 H. Si ocurre un cortocircuito entre la línea y tierra cerca de la estación de rectificador, calcule la magnitud de la corriente en el rectificador después de 5 ms, suponiendo que la activación de la puesta no cambia.
- 28-14 Cada polo bipolar del proyecto Nelson (Fig. 28.18) consta de dos conductores (un haz de dos conductores) de un cable ACSR. Cada conductor se compone de 72 torzales de aluminio (0.16 pulg de diámetro) y un núcleo de acero central de 7 torzales (0.1067 pulg de diámetro). Cada haz de dos conductores transporta una corriente nominal de 1800 A a una distancia de 550 millas. El voltaje en la terminal rectificadora es de 450 kV.
- Ignorando la presencia del núcleo de acero, calcule lo siguiente:
- La sección transversal efectiva del haz de dos conductores [pulg^2]
 - La resistencia de línea del haz de 2 conductores a una temperatura de 20°C
 - La pérdida eléctrica I^2R correspondiente
 - El voltaje de cd en la terminal inversora
 - La eficiencia de la línea (ignorando las pérdidas por efecto corona)
- Nivel avanzado*
- 28-15 Remitiéndose a la figura 28.12, calcule lo siguiente:
- La frecuencia resonante de los dos filtros de cd
 - El valor de las impedancias en serie respectivas
 - El voltaje de cd a través de los capacitores
- 28-16
- En el problema 28-15, si el 6o. armónico generado en el lado de cd del inversor es de 20 kV, calcule el valor aproximado de la corriente armónica correspondiente.
 - Calcule el valor del 6o. voltaje armónico a través del inductor de 0.5 H.
 - ¿Cuál es el valor del voltaje a 360 Hz en la entrada del segundo inductor de línea de 0.5 H?

CAPÍTULO 29

Controladores de transmisión y distribución de estado sólido

29.0 Introducción

El exitoso desarrollo de tiristores, GTOs y otros interruptores electrónicos está provocando cambios importantes al controlar flujo de potencia en los sectores de transmisión y distribución de las compañías de electricidad.

Con la excepción de cortacircuitos, transformadores cambiadores de tomas y compensadores variables estáticos, los sistemas de transmisión y distribución incluyen elementos relativamente pasivos. Por otra parte, la multiplicidad de las líneas de transmisión y distribución ha dificultado aún más predecir la cantidad y dirección de los flujos de potencia. Además, la complejidad de estos sistemas de transmisión ha hecho que sea necesario considerar amplios márgenes de seguridad para que las inestabilidades creadas por fallas del equipo, sobrevoltajes por conmutación y la supresión repentina de las cargas no creen problemas que pudieran salirse de control.

El problema especial de las compañías de electricidad es que la demanda de energía eléctrica sigue creciendo y cada vez es más difícil obtener derechos de vía para erigir más circuitos de transmisión y distribución. Por éstas y otras razones, las compañías de electricidad están buscando medios de incrementar la capacidad de manejo de potencia de sus líneas exis-

tentes sin comprometer la confiabilidad y estabilidad. La idea es cargarlas hasta su límite térmico y utilizarlas para transportar la carga eléctrica.

Uno de los problemas importantes es que ocurren inestabilidades con mucha rapidez y pueden incrementarse y esparcirse por todo el sistema en cuestión de segundos. Por lo tanto, los cortacircuitos deben entrar en acción para desconectar dispositivos y cargas que pudieran empeorar la situación.

Ahora es posible vislumbrar líneas de potencia que son "activas" en el sentido de que pueden reaccionar casi instantáneamente a cualquier contingencia y contrarrestar una situación potencialmente peligrosa. Esta rápida acción es posible gracias a que ahora los tiristores y GTOs pueden manejar corrientes de varios miles de amperes y volts. De hecho, en el capítulo 28 vimos que ya se están utilizando en sistemas HVDC de varios cientos de kilovolts. Estos dispositivos de conmutación están siendo incorporados a equipos como capacitores en serie, compensadores variables, filtros armónicos e interruptores de ultra alta velocidad.

En este capítulo estudiaremos algunos de los controladores transistorizados importantes que se han desarrollado recientemente y que han sido probados en el campo. Iniciamos con los controladores de flujo de potencia para transmisión, los cuales se clasifican bajo el acrónimo FACTS (Flexible AC Trans-

mission System; Sistema de Transmisión de CA Flexible), y continuamos con los controladores electrónicos de potencia para distribución. El programa FACTS fue introducido por el Electric Power Research Institute (EPRI) de Palo Alto, California, en colaboración con los fabricantes de equipo y las compañías de electricidad.

CONTROLADORES DE FLUJO DE POTENCIA PARA TRANSMISIÓN

En el sector de la transmisión, veremos el siguiente equipo:

- Capacitor en serie controlado por tiristor (TCSC, por sus siglas en inglés)
- Compensador síncrono estático (STATCOM, por sus siglas en inglés)
- Controlador de flujo de potencia unificado (UPFC, por sus siglas en inglés)
- Convertidor de frecuencia estático

29.1 Capacitor en serie controlado por tiristor (TCSC)

En la sección 25.26 vimos que la capacidad de manejo de potencia de una línea de transmisión trifásica se puede incrementar introduciendo un capacitor fijo en serie con cada fase. Esto reduce la reactancia en serie efectiva y, por consiguiente, se puede aumentar la potencia de la línea de transmisión. Recordemos que la potencia está dada por

$$P = \frac{E^2}{X} \operatorname{sen} \delta \quad (25.4)$$

donde

P = potencia activa transmitida [MW]

E = voltaje de línea a línea en cada extremo de la línea [kV]

X = reactancia inductiva por fase [Ω]

δ = ángulo de fase entre los voltajes en cada extremo de la línea [$^\circ$]

En el caso más general, en el que los voltajes E_S , E_R en cada extremo de la línea no son iguales, la ecuación de potencia es

$$P = \frac{E_S E_R}{X} \operatorname{sen} \delta \quad (29.1)$$

Vimos la derivación de esta ecuación en la sección 16.23.

El nuevo método TCSC consiste en variar la capacidad de manejo de potencia de la línea de transmisión de acuerdo con requerimientos inmediatos. Esto se logra variando la capacitancia en serie con la línea de forma instantánea o cuando se requiera.

Considere, por ejemplo, la figura 29.1a, en la cual dos capacitores con reactancia x_c están conectados en serie con una línea de transmisión que tiene una reactancia inductiva X , por fase. Cada capacitor se puede conectar a una reactancia inductiva x_a por medio de

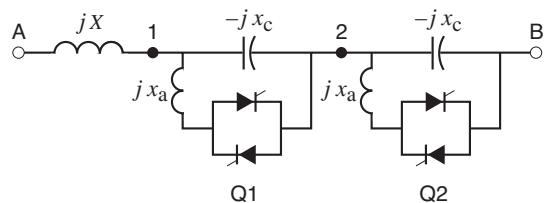


Figura 29.1a
Una fase de una línea compensada en serie.

válvulas de tiristores espalda con espalda designadas Q . La reactancia x_a es considerablemente menor que x_c .

Cuando las válvulas $Q1$, $Q2$ están bloqueadas, sólo los capacitores están en el circuito y por tanto la reactancia efectiva de las líneas es ($X - 2x_c$). Por otra parte, si la válvula $Q1$ es “activada” para que la conducción sea ininterrumpida, x_a queda en paralelo con x_c . La impedancia resultante entre los puntos **1**, **2** se vuelve inductiva (Fig. 29.1b), con valor igual a $jx_c x_a / (x_c - x_a)$. La reactancia efectiva X_{efect} de la línea es entonces la suma de las impedancias vistas en la figura, es decir

$$X_{\text{efect}} = X + \frac{x_c x_a}{x_c - x_a} - x_c \quad (29.2)$$

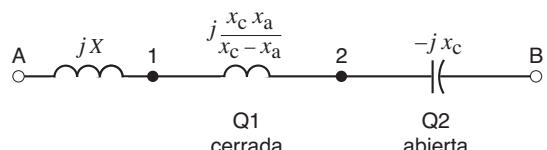


Figura 29.1b
Impedancia cuando la línea está parcialmente compensada.

Las válvulas de los tiristores Q1, Q2 pueden activar o desactivar de manera independiente; en consecuencia, con un ángulo de fase dado entre los puntos A y B, la potencia activa transportada se puede variar como sea necesario. La conmutación puede hacerse en un ciclo, lo que significa que el flujo de potencia puede ser controlado con mucha rapidez.

El ejemplo siguiente ilustrará el proceso de conmutación y los resultados que pueden lograrse.

Ejemplo 29-1

Una línea de transmisión trifásica de 230 kV y 60 Hz que conecta dos regiones fuertes S y R tiene una impedancia de 54Ω por fase (Fig. 29.2). La línea mide 110 km de largo y comprende tres conductores ACSR con sección transversal de 1000 kcmil. El límite térmico de los conductores es de 1050 A.

Los voltajes en ambas regiones varían aleatoriamente entre 215 kV y 246 kV. Además, el ángulo de fase entre las dos regiones varía aleatoriamente entre 8° y 17° , con la región S siempre adelante de la región R. Como vimos en la sección 25.23, esto significa que la región S *siempre* suministrará potencia a la región R.

Además de su papel como enlace estabilizador entre las dos regiones, la línea de transmisión es una instalación que genera ingresos; en consecuencia, se intenta transportar tanta potencia como sea posible dentro del límite térmico de los conductores.

Para satisfacer estos objetivos, la línea de transmisión está equipada con cuatro capacitores en serie, cada uno con una impedancia de 12Ω . Cada capacitor se puede conectar en paralelo con una reactancia inductiva de 1.71Ω por medio de válvulas de tiristores Q, como se muestra en la figura 29.3. En la

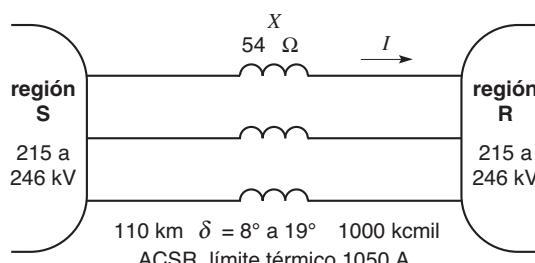


Figura 29.2

Línea de transmisión que conecta dos regiones S (transmisor) y R (receptor).

práctica, como protección contra sobrevoltajes, en el circuito también se incluyen varistores de óxido metálico (MOV, por sus siglas en inglés) y un cortacircuito. No aparecen en la figura.

Deseamos determinar lo siguiente:

- La impedancia efectiva de una sola unidad de capacitor/inductor cuando los tiristores conducen a plenitud
- La potencia nominal máxima que puede transportar la línea de transmisión
- La mejor configuración del circuito compensador en serie (número de válvulas Q1, Q2, etc., en acción) cuando el voltaje en la región S es de 218 kV, en la R es de 237 kV y el ángulo de fase entre ellas es de 15° .

Solución

- La impedancia inductiva x_p del capacitor en paralelo con el inductor está dada por

$$\begin{aligned} x_p &= \frac{x_c x_a}{x_c - x_a} & (29.3) \\ &= \frac{12 \times 1.71}{12 - 1.71} \\ &= 2 \Omega \end{aligned}$$

- La corriente y el voltaje nominales de la línea de transmisión determinan la potencia nominal máxima:

$$\begin{aligned} P_{\text{nominal}} &= EI\sqrt{3} \\ &= 230\,000 \times 1050 \times \sqrt{3} \\ &= 418 \text{ MW} \end{aligned}$$

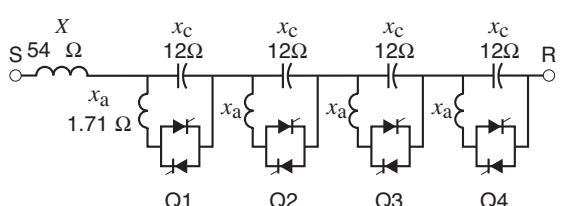


Figura 29.3

Línea de transmisión con cuatro capacitores en serie controlados por tiristor.

- c. Para transportar la potencia nominal deseada de 418 MW, con $E_S = 218 \text{ kV}$, $E_R = 237 \text{ kV}$ y $\delta = 15^\circ$, la impedancia efectiva X_{efect} en la línea se calcula con la expresión

$$P = \frac{E_S E_R}{X_{\text{efect}}} \sin \delta \quad (29.4)$$

$$418 = \frac{218 \times 237}{X_{\text{efect}}} \sin 15^\circ$$

por tanto

$$X_{\text{efect}} = 32 \Omega$$

Mediante ensayo, la configuración que más se aproxima a este resultado es la de la figura 29.4a. Podemos ver que dos válvulas de tiristor Q3, Q4 están conduciendo mientras que las dos restantes no. La reactancia neta resultante de la línea de transmisión es $54 - 24 + 4 = 34 \Omega$.

Por consiguiente, la potencia real transmitida es,

$$P = \frac{E_S E_R}{X_{\text{efect}}} \sin \delta \quad (29.4)$$

$$= \frac{218 \times 237}{34} \sin 15^\circ$$

$$P = 393 \text{ MW}$$

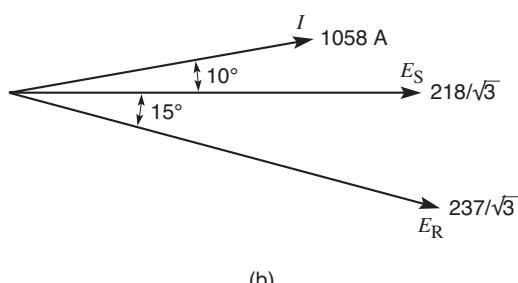
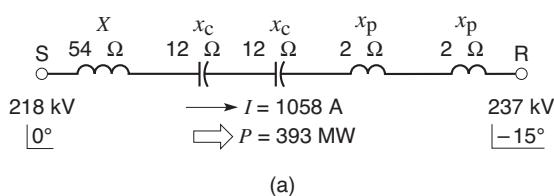


Figura 29.4

Configuración de circuito para una condición transmisor/receptor dada.

Los 393 MW se aproximan bastante a la potencia nominal máxima de 418 MW. El diagrama fasorial para esta condición se muestra en la figura 29.4b.

Este ejemplo demuestra que los capacitores en serie controlados por tiristor se pueden conectar y desconectar para satisfacer cualquier requerimiento de potencia dentro de la capacidad térmica de la línea de transmisión.

29.2 Control vernier

En algunas aplicaciones es útil reducir el periodo de conducción de los tiristores de modo que la reactancia efectiva x_a de los inductores sea más alta que su valor real. Este control vernier permite que el controlador TCSC varíe la impedancia efectiva de la línea de transmisión dentro de un rango mucho más amplio.

Volviendo al ejemplo 29-1, suponga que el periodo de conducción se acorta de modo que la reactancia efectiva del inductor sea de 4Ω en lugar de 1.71Ω . La combinación del capacitor de 12Ω en paralelo con el reactor de 4Ω da una reactancia inductiva de 6Ω , como sigue:

$$\begin{aligned} x_p &= \frac{x_c x_a}{x_c - x_a} & (29.3) \\ &= \frac{12 \times 4}{12 - 4} \\ &= +6 \Omega \text{ (inductiva)} \end{aligned}$$

Por otra parte, si el periodo de conducción se acorta aún más, la impedancia efectiva del reactor se puede aumentar a 32Ω . En estas condiciones, la combinación en paralelo de LC resultante produce una reactancia *capacitiva* de 18Ω , como sigue:

$$\begin{aligned} x_p &= \frac{x_c x_a}{x_c - x_a} & (29.3) \\ &= \frac{12 \times 36}{12 - 36} \\ &= -18 \Omega \text{ (capacitiva)} \end{aligned}$$

Por lo tanto, la técnica vernier TCSC ofrece una ventaja adicional en comparación con una configuración de compensación en serie convencional.

Sin embargo, es necesario evitar que el periodo de conducción acortado cree una condición de resonancia

en paralelo en la que la reactancia del inductor se aproxima a la del capacitor. Esto significa que se debe evitar una banda prohibida a medida que la reactancia del inductor se incrementa progresivamente por encima de su valor base de $1.71\ \Omega$.

El control vernier es particularmente ventajoso cuando surgen problemas de estabilidad entre dos regiones. Las oscilaciones de potencia de baja frecuencia que ocurren se pueden amortiguar modulando el flujo de potencia a lo largo de la línea de transmisión de tal modo que contrarreste la oscilación. La acción casi instantánea de los tiristores, apoyada por señales de retroalimentación y algoritmos de computadora hacen que esta maniobra sea factible.

La figura 29.5 muestra un gran sistema TCSC instalado en la subestación C. J. Slatt en el norte de Oregon, en el sistema de transmisión trifásico de 500 kV y 60 Hz de Bonneville Power Administration. Se compone de seis módulos TCSC idénticos que están protegidos individualmente por varistores de óxido metálico. La unidad de capacitores en serie controlada por tiristor tiene las siguientes capacidades y componentes.

1. Voltaje nominal en el sistema (línea a línea): 500 kV
2. Corriente nominal en la línea: 2900 A
3. Compensación trifásica nominal: 202 Mvar
4. Reactancia capacitiva nominal, por fase (sin inductores en el circuito): $8\ \Omega$
5. Reactancia capacitativa efectiva máxima, por fase (inductores en modo de conducción retrasada): $24\ \Omega$
6. Reactancia inductiva efectiva, por fase (inductores en modo de conducción completa): $1.22\ \Omega$
7. El TCSC está diseñado para soportar las siguientes condiciones de sobrecarga:

30 minutos de corriente de sobrecarga: 4350 A
 10 segundos de corriente de sobrecarga: 5800 A
 corriente de falla máxima a través del módulo: 20.3 kA
 corriente de falla de cresta máxima en la válvula de tiristores: 60 kA

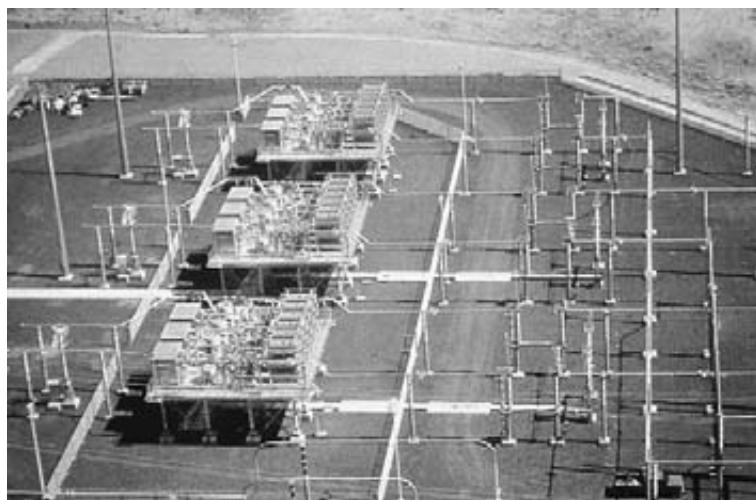


Figura 29.5a

Vista completa del TCSC de la subestación C. J. Slatt en el norte de Oregon. Los interruptores de desconexión están a la derecha y los cortacircuitos de desvío a la izquierda. Los capacitores, reactores y válvulas de tiristor están montados en tres plataformas para aislarlos del suelo. En cada plataforma, los capacitores están a la derecha, los reactores están en medio y los tiristores están en las cajas de la izquierda.

El TCSC es una parte del programa del Sistema de Transmisión CA Flexible (FACTS) de EPRI. El proyecto fue desarrollado por el Electric Power Research Institute en colaboración con la Bonneville Power Administration y General Electric Company.

(Cortesía de EPRI)

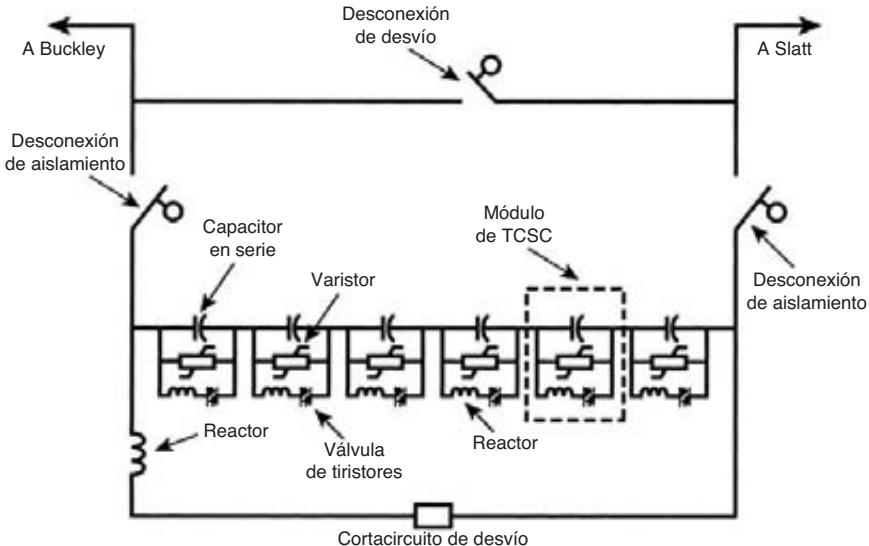
**Figura 29.5b**

Diagrama esquemático de circuito de una fase del sistema TCSC, instalado en serie con la línea de transmisión de 500 kV.

(Cortesía de General Electric Company)

Vale la pena señalar que esta instalación es la primera de su clase en el mundo.

29.3 Compensador síncrono estático

En las secciones 25.22 y 25.27 vimos que el voltaje de una línea de transmisión se puede controlar por medio de un compensador localizado en el extremo receptor de la línea. El compensador suministra o absorbe potencia reactiva para estabilizar el voltaje. Tradicionalmente, estos compensadores han sido máquinas rotatorias (Fig. 17.24) o compensadores variables estáticos que requieren grandes capacitores e inductores (Fig. 25.39).

Ahora es posible reemplazar estas máquinas y dispositivos con un convertidor de conmutación, un capacitor de cd y un grupo de transformadores. Este *compensador síncrono estático* o STATCOM, tiene numerosas ventajas sobre los compensadores anteriores. En primer lugar, actúa mucho más rápido y puede responder a fluctuaciones de voltaje en cuestión de un ciclo. En segundo lugar, puede generar mucha más potencia reactiva cuando el voltaje del sistema es bajo, que es justo el momen-

to en que se requiere mucha potencia reactiva para evitar un nuevo colapso de voltaje.

En la sección 21.44 estudiamos los convertidores de conmutación y en la sección 21.49 vimos una versión PWM trifásica. Sin embargo, los convertidores que nos interesan no utilizan técnicas PWM de alta frecuencia porque las potencias del orden de megawatts implicadas requieren el uso de GTO, y estos dispositivos de conmutación sólo pueden operar a frecuencias de unos cuantos cientos de hertz. Por esta razón, el convertidor opera en el modo de onda rectangular en el que la conmutación activo/inactivo se realiza a la frecuencia de línea de 60 Hz.

El convertidor STATCOM básico está representado en la figura 29.6 junto con las ondas rectangulares que produce. Esencialmente es idéntico al convertidor de 6 pasos descrito en la sección 23.10.

Los voltajes de línea a línea rectangulares contienen un componente fundamental cuyo valor pico es igual a $1.10 E_H$, donde E_H es el voltaje de cd en la entrada del convertidor. Así, el voltaje de línea a línea efectivo es $1.10 E_H / \sqrt{2} = 0.78 E_H$ y el voltaje de línea a neutro efectivo es $0.78 E_H \sqrt{3} = 0.45 E_H$.

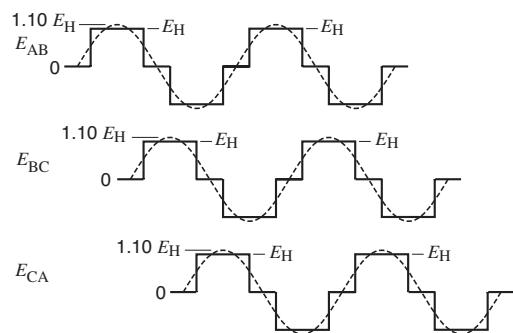
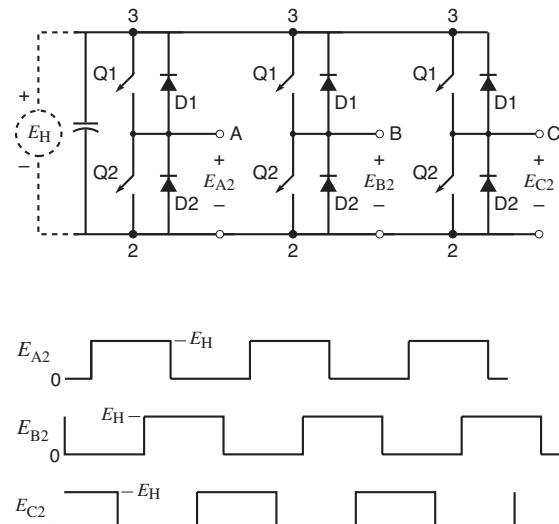


Figura 29.6
Convertidor y formas de onda de un compensador variable estático.

Como los voltajes de línea son rectangulares, contienen el 5o., 7o. y múltiplos impares más altos de la frecuencia fundamental de 60 Hz. No están presentes los armónicos que son múltiplos de tres, llamados triplos.

La figura 29.7 es un diagrama esquemático de una instalación de convertidor. Incluye una línea de transmisión trifásica de alto voltaje X, Y, Z; un transformador reductor trifásico ideal T; tres reactancias x ; un convertidor trifásico; un capacitor C, y una fuente de voltaje de cd E_H .

La magnitud del voltaje de ca entre las terminales A, B, C es controlada variando E_H , y el ángulo de fase

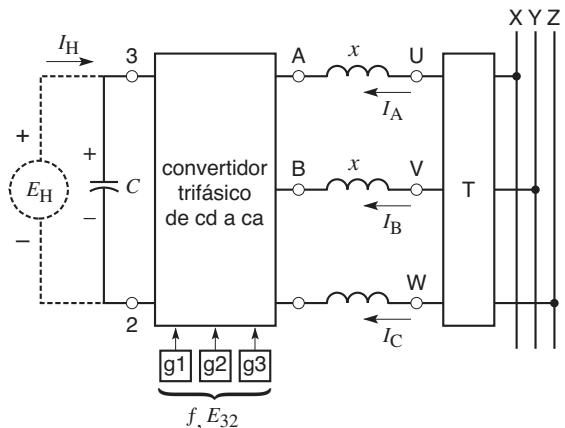


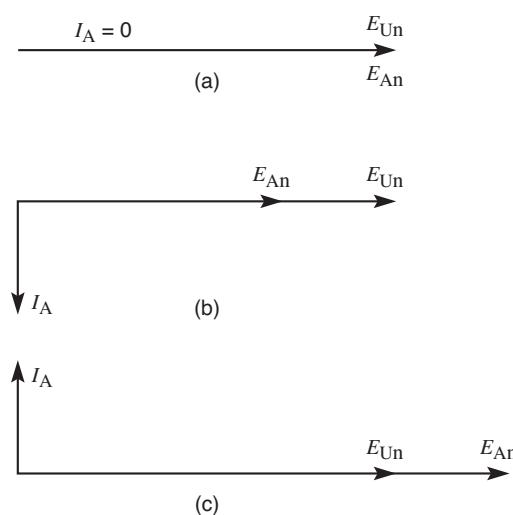
Figura 29.7
Principio de operación de un compensador síncrono estático.

es controlado mediante la temporización apropiada de los pulsos de puerta GTO g1, g2, g3. Por lo tanto, el ángulo de fase del voltaje del convertidor se puede ajustar a cualquier valor entre cero y 360° , con respecto a los voltajes U, V, W de la línea de transmisión, en el lado secundario del transformador.

Para entender qué sucede en el circuito, consideremos una fase del sistema trifásico. Elegimos los voltajes de línea a neutro para las terminales A y U, es decir, E_{An} y E_{Un} . Como éste es un compensador variable, sólo nos interesa generar potencia reactiva. Por consiguiente, la corriente de línea I_A debe retrasarse o adelantarse 90° a los voltajes de línea a neutro. Para obtener este resultado, el ángulo de fase del voltaje E_{An} del convertidor se acomoda de modo que esté en fase con el voltaje E_{Un} correspondiente de la línea de transmisión. A continuación examinaremos tres casos.

- Si $E_{An} = E_{Un}$ no fluirá corriente en la reactancia x , así que la compensación será nula (Fig. 29.8a).
- Si E_{An} es menor que E_{Un} , fluirá una corriente I_A retrasada 90° con respecto a E_{Un} (Fig. 29.8b). Su magnitud está dada por

$$I_A = \frac{E_{Un} - E_{An}}{x} \quad (29.5)$$

**Figura 29.8**

Las relaciones fasoriales de E_{U_n} e I dependen del valor de E_{A_n} .

Por consiguiente, el compensador absorbe potencia reactiva de la línea de transmisión. El compensador se comporta como una gran inductancia aun cuando no haya bobinas presentes y no se produzca ningún campo magnético.

3. Si E_{A_n} es mayor que E_{U_n} , la corriente I_A irá 90° delante de E_{U_n} (Fig. 29.8c). Nuevamente la ecuación 29.5 da la magnitud de I_A , excepto que es negativa. Como resultado, el convertidor suministra potencia reactiva a la línea de transmisión. El convertidor se comporta entonces como si fuera un gran capacitor aun cuando no haya placas electrostáticas ni campo eléctrico alguno.

En la práctica, el transformador T siempre tiene una cierta reactancia de dispersión. Por consiguiente, en la vida real, la reactancia de dispersión del transformador es la que constituye la reactancia x en la figura 29.7. Entonces el transformador desempeña un doble papel: transforma el voltaje y proporciona la reactancia requerida para permitir que ocurra la compensación.

Veamos ahora el suministro de potencia E_H y el capacitor C asociado. Ya aprendimos que el convertidor puede transferir potencia en ambas direcciones del la-

do de cd al lado de ca y viceversa. Esta característica puede ser aprovechada extraordinariamente bien.

Suponga que el ángulo de fase del convertidor está un poco retrasado, por ejemplo, 1° con respecto al voltaje de la línea de transmisión. Esto hará que el convertidor reciba potencia activa de la línea de transmisión y esta potencia tendrá que ser absorbida por la fuente de potencia de cd, menos las pérdidas en el convertidor. Por otra parte, si el ángulo de fase del voltaje del convertidor se acomoda de modo que se adelante al voltaje de la línea de transmisión en, digamos, 1° , el convertidor suministrará potencia activa a la línea de transmisión. Esto sólo puede ocurrir a expensas de la fuente de potencia de cd, la que ahora debe suministrar potencia de cd al convertidor.

Ajustando el control de fase, la corriente I_H absorbida de la fuente de potencia se puede ajustar a cero. Todo lo que se requiere es ajustar los ángulos de fase de los voltajes A, B, C del convertidor de modo que se atrasen un poco con respecto a los voltajes U, V, W correspondientes del transformador (lo suficiente para compensar las pérdidas en el convertidor). De esta manera, la fuente de potencia E_H se puede eliminar por completo, dejando sólo el capacitor C para mantener el voltaje de cd requerido. El voltaje a través del capacitor se puede incrementar o reducir con sólo avanzar o retardar el pequeño ángulo de fase mencionado anteriormente.

De esta manera el capacitor se carga a un nivel de voltaje de cd E_H para que el voltaje de ca resultante a través de las terminales A, B, C tenga exactamente el valor requerido para producir la compensación variable requerida.

Ejemplo 29-2

El convertidor de la figura 29.7 genera un voltaje de línea fundamental que oscila entre 4 kV y 6 kV con una corriente efectiva de 2000 A por fase.

El voltaje de la línea de transmisión de 230 kV se reduce a 4.8 kV por medio de un transformador. La reactancia de dispersión x del transformador, referida al lado secundario, tiene un valor de 0.2Ω . El banco de capacitores en el lado de cd del convertidor tiene una capacitancia de $500 \mu\text{F}$.

- a. Calcule el voltaje de línea E_{AB} del convertidor requerido para suministrar un total de 6.4 Mvar a la línea de transmisión.

- b. Calcule el voltaje de cd a través del banco de capacitores en estas condiciones.

Solución

- a. La corriente requerida para producir 6.4 Mvar es

$$I = \frac{Q}{E_{UV}\sqrt{3}} = \frac{6\,400\,000}{4800\sqrt{3}} = 770\text{ A}$$

La caída de voltaje a través de la reactancia es

$$E_x = Ix = 770 \times 0.2 = 154\text{ V}$$

El voltaje de línea a neutro inducido en el lado secundario del transformador es

$$E_{Un} = 4800/\sqrt{3} = 2771\text{ V}$$

El voltaje E_{Au} de línea a neutro del convertidor debe exceder a E_{Un} en 154 V; por lo tanto

$$E_{An} = 2771 + 154 = 2925\text{ V}$$

Voltaje de línea a línea del convertidor

$$E_{AB} = 2925\sqrt{3} = 5066\text{ V}$$

- b. El voltaje de cd del capacitor es

$$E_H = 2925/0.45^* = 6500\text{ V}$$

29.4 Eliminación de los armónicos

Las ondas rectangulares generadas por un solo convertidor trifásico, como el mostrado en la figura 29.7, produciría grandes corrientes armónicas en la línea de transmisión, una situación que no se podría tolerar. Por esta razón, en lugar de un solo convertidor, se utilizan varios.

Cada convertidor produce un voltaje de salida rectangular, pero los voltajes respectivos están desfasados entre sí en ángulos definidos y especificados. Estos voltajes desfasados están aislados entre sí, por lo que se pueden aplicar individualmente a devanados del transformador de bajo voltaje. Los devanados en el lado de alto voltaje están conectados en serie de tal modo que eliminan la mayoría de los armónicos (5o., 7o., etc.), al mismo tiempo que aumentan los componentes fundamentales de 60 Hz. El resultado es un voltaje sinusoidal compuesto que contiene sólo los

armónicos fundamentales y de alta frecuencia. La alta impedancia ofrecida por la reactancia de dispersión de los transformadores garantiza corrientes armónicas correspondientemente bajas.

La figura 29.9 muestra una instalación comercial de un STATCOM de ± 100 Mvar conectado a una línea de transmisión de 161 kV. Contiene ocho convertidores, cuyos voltajes están desfasados para reducir los voltajes y corrientes armónicos en el lado de alto voltaje de los transformadores. Fue desarrollado por EPRI en colaboración con TVA y Westinghouse Electric Corporation.

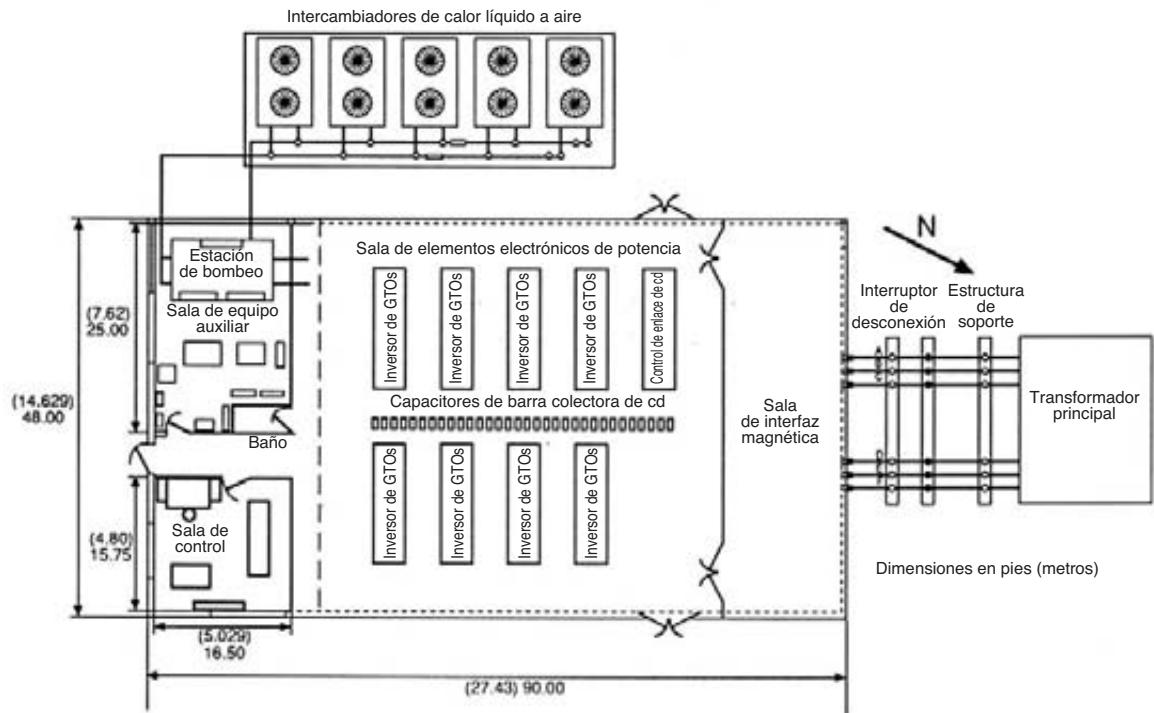
29.5 Controlador de flujo de potencia unificado (UPFC)

Consideremos dos regiones de suministro eléctrico A y B que son tan fuertes de manera individual que sus voltajes son básicamente fijos en magnitud y fase. Supongamos también que los voltajes E_A y E_B de línea a neutro son iguales y están en fase (Fig. 29.10). En estas condiciones, si las regiones están enlazadas por una línea de transmisión de impedancia X , no puede haber intercambio de potencia activa o reactiva, entre ellas, porque la corriente de línea I sería cero. Colocar capacitores en serie con la línea no ayudaría porque no habría voltaje propulsor entre los dos extremos de la línea.

Esto es desafortunado porque una de las regiones puede tener capacidad de generación excedente que podría ser utilizada en la región vecina. De nuevo, una perturbación repentina en una de las regiones podría requerir potencia activa y reactiva extra para mantener la estabilidad. Sería más útil si la otra región pudiera entonces ayudar a manejar la contingencia. La velocidad es la clave durante semejantes emergencias, por lo que el flujo de potencia activa y reactiva a través de la línea de transmisión debe ser controlada rápida y selectivamente.

Para satisfacer estos objetivos, suponga que se conecta en serie con la línea una fuente de voltaje de ca E_C , cuya magnitud y fase se pueden variar. Una solución es utilizar un convertidor de conmutación de cd/ca en el lado de la región A de la línea (Fig. 29.11a). El voltaje E_T resultante adelante de la reactancia de la línea ahora es la suma fasorial de E_A y E_C en lugar del valor anterior E_A . Si el ángulo de fase entre E_T y

* 0.45 tomado de la página 821.

**Figura 29.9a**

Distribución física de los componentes de un compensador síncrono estático (STATCOM) de ± 100 Mvar instalado en la subestación Sullivan de Tennessee Valley Authority (TVA) cerca de Johnson City, Tennessee. Este proyecto representa una colaboración conjunta entre el Electric Research Institute (EPRI), TVA y el Westinghouse Science and Technology Center.

(Cortesía de Westinghouse Electric Corporation)

E_B es δ , entonces a través de la línea se transmitirá potencia activa, dada por

$$P = \frac{E_T E_R}{X} \operatorname{sen} \delta \quad (29.6)$$

El diagrama fasorial (Fig. 29.11b) muestra que si el ángulo de fase ϕ de E_C varía mientras E_C se mantiene constante, la punta de E_T seguirá el círculo punteado. Como resultado, el ángulo δ cambiará progresivamente de un valor máximo positivo a uno máximo negativo, durante lo cual pasará por cero. Por lo tanto, la potencia activa transportada a través de la línea puede ser positiva o negativa, es decir, puede fluir potencia en ambas direcciones. Además, su magnitud se puede variar como se requiera variando la magnitud y fase de E_C .

Observe que cuando E_A y E_B son iguales y están en fase, el fasor I siempre es perpendicular a E_C . Por consiguiente, el convertidor no suministra ni absorbe potencia real, pero sí suministra potencia reactiva igual a $Q_C = E_C I$ vars. Ésta es precisamente la potencia reactiva absorbida por la reactancia de línea X . Observe también que si la fase de E_C se ajusta de modo que $\phi = 90^\circ$, la región A suministrará potencia activa con factor de potencia unitario.

Ahora suponga que E_A y E_B están en fase pero tienen valores diferentes, con E_A menor que E_B (Fig. 29.12). Como antes, el ángulo de fase de E_C se puede variar a lo largo de un círculo completo, girando alrededor del extremo del fasor E_A . La caída de voltaje a través de la impedancia de línea es $E_T - E_B$, y obviamente la corriente I debe quedar 90° detrás de ella.

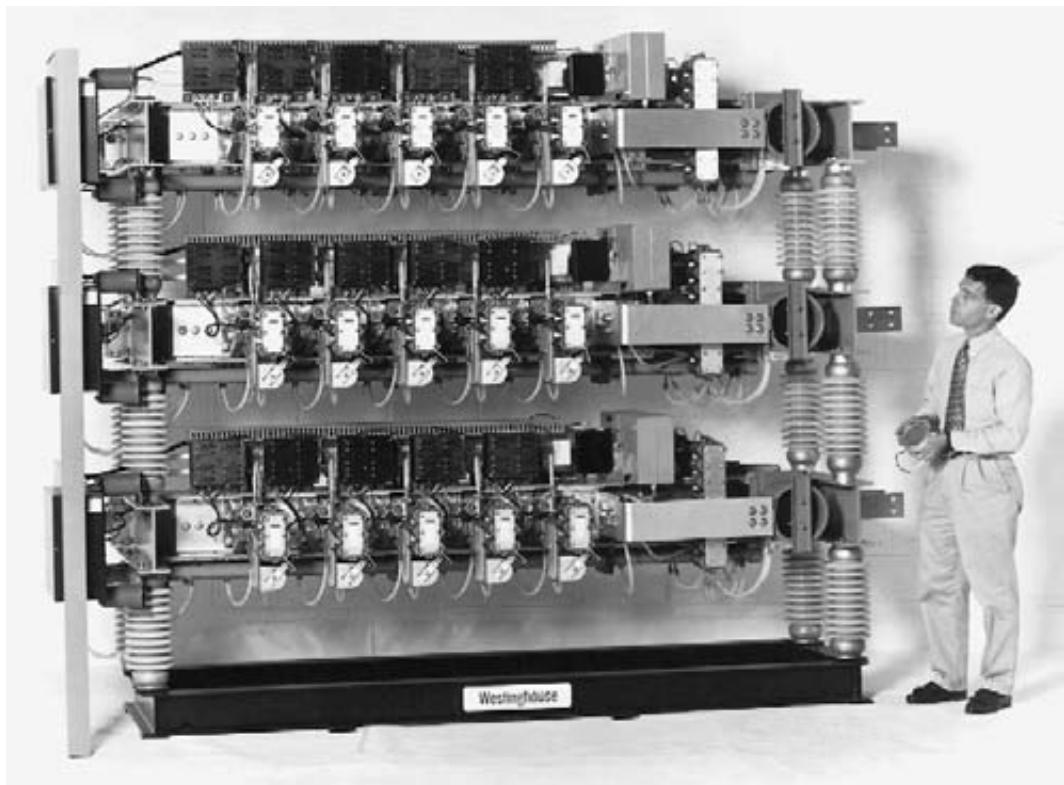


Figura 29.9b

Éste es uno de los ocho convertidores de conmutación utilizados en la subestación Sullivan de TVA para controlar la potencia reactiva de una línea de transmisión de 161 kV. El convertidor tiene una capacidad de 12.5 Mvar y es operado por una barra colectora de cd nominal de 7600 V. El voltaje de salida trifásico de 60 Hz tiene una capacidad de 5.1 kV. Cinco GTOs de 4.5 kV y corriente de desconexión de 4000 A están conectados en serie por cada brazo del interruptor. Toda la estación convertidora ocupa un área de 48 pies de ancho y 90 pies de largo. (Cortesía de Westinghouse Electric Corporation)

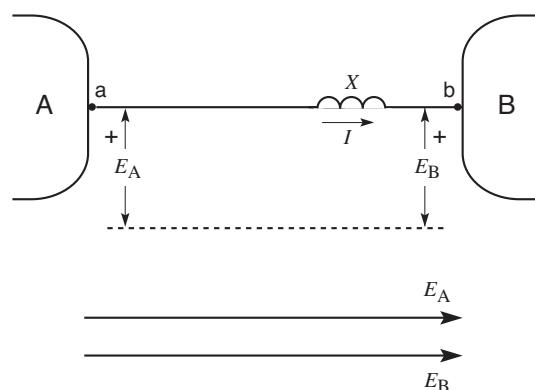


Figura 29.10

Línea de trasmisión que enlaza dos poderosas redes A y B.

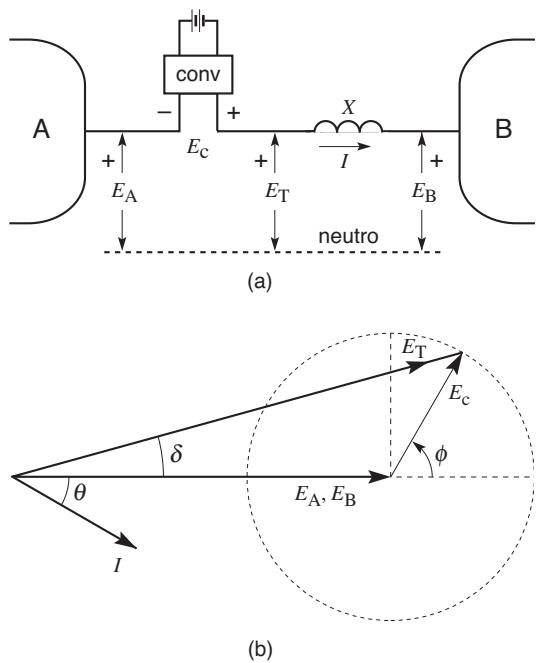


Figura 29.11

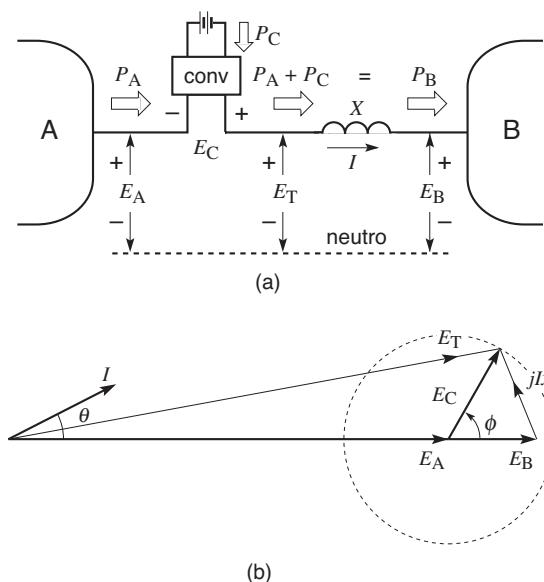


Figura 29.12
 E_A y E_B en fase pero desiguales; relaciones fasoriales.

Como resultado, en la figura 29.12b I se adelantará θ grados a E_A y E_B . Podemos escribir las siguientes ecuaciones de potencia:

La potencia activa P_A suministrada por la región A es

$$P_A = E_A I \cos \theta \quad (29.7)$$

La potencia activa P_B recibida por la región B es

$$P_B = E_B I \cos \theta \quad (29.8)$$

La potencia activa P_C suministrada por el convertidor es

$$P_C = E_C I \cos (\phi - \theta) \quad (29.9)$$

Por lo tanto, la región A suministra potencia activa P_A , el convertidor suministra potencia activa P_C y la suma de las dos es igual a la potencia activa P_B absorbida por la región B. Como el convertidor suministra potencia activa al sistema, a su vez debe absorber potencia real de la batería, la cual se descargará gradualmente. Sin embargo, en lugar de utilizar una batería, la potencia se puede tomar directamente de la línea de transmisión en el extremo de la región A.

Esta elegante solución requiere dos convertidores conectados por un enlace de cd, como se muestra en la figura 29.13. Ambos convertidores están equipados con transformadores aisladores. Están incluidos junto con los convertidores en el lado de ca de las cajas designadas conv 1 y conv 2. El convertidor 1 rectifica la potencia de ca a un voltaje nominal E_A y la suministra al enlace de cd, donde el convertidor 1 absorbe potencia del enlace de cd y la inyecta a la línea de transmisión a un voltaje E_C .

Los convertidores deben ser totalmente reversibles en lo que se refiere al flujo de potencia. Este requiri-

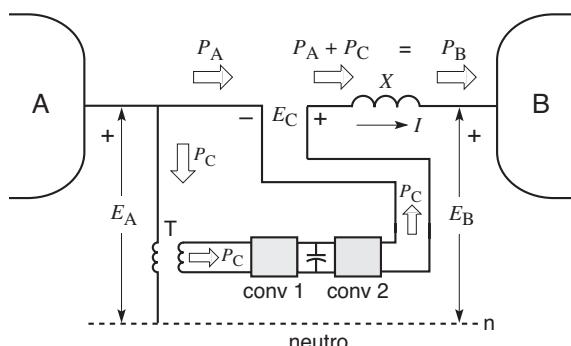


Figura 29.13
Controlador de flujo de potencia unificado.

miento se logra automáticamente porque es una de las propiedades de todos los convertidores de commutación. El convertidor 2 es capaz de suministrar cualquier voltaje E_C y el ángulo de fase que se requiera.

Además de suministrar potencia real al convertidor 2 (a través del enlace de cd), el convertidor 1 puede absorber o suministrar simultáneamente potencia reactiva a la región A, del mismo modo que un compensador variable estático.

Por lo tanto, la configuración de dos convertidores de la figura 29.13 constituye un controlador de potencia muy versátil, y de hecho se le ha llamado *controlador de flujo de potencia unificado* (UPFC, por sus siglas en inglés). Puede reemplazar a los transformadores de desplazamiento de fase. Además, por su operación extremadamente rápida, la cual depende sólo de la velocidad de commutación de los GTOs, se puede hacer que el controlador responda a cualquier contingencia de flujo de potencia.

29.6 Cambiador de frecuencia estático

Los cambiadores de frecuencia se han usado desde hace muchos años, principalmente para proporcionar potencia a baja frecuencia para sistemas de transporte ferroviarios. Se requirieron bajas frecuencias para reducir la reactancia y, por ende, la caída de voltaje a lo largo de las líneas de potencia elevadas. Una razón más fue permitir la commutación satisfactoria de motores de ca en serie que eran los motores primarios de las locomotoras eléctricas en su momento. Estos convertidores de frecuencia siempre implicaban máquinas rotatorias, un ejemplo de las cuales se da en la figura 17.2 del capítulo 17. Ésta muestra un convertidor de frecuencia rotatorio que transforma la potencia a 50 Hz de una compañía de electricidad en la potencia a 16 2/3 Hz requerida para un sistema ferroviario.

Hoy día, los convertidores de commutación de alta potencia han hecho posible convertir la frecuencia sin utilizar máquinas rotatorias. La figura 29.14 muestra el diagrama de circuito básico de un convertidor de frecuencia estático de 20 MW. Incluye los siguientes componentes numerados:

1. Línea de transmisión trifásica de 150 kV y 50 Hz que suministra potencia a la estación convertidora. Un cortacircuito permite desconectar la línea de AV.
2. Dos bancos de transformadores trifásicos Y-delta-delta y Y-delta-estrella que reducen el voltaje de línea de 150 kV y 50 Hz a 1190 V

para cada puente convertidor. Los devanados terciarios están en paralelo, conectados a filtros armónicos (3). Los filtros también producen la potencia reactiva absorbida por los convertidores.

3. Filtros sintonizados en serie a fin de crear una trayectoria de baja impedancia para las corrientes armónicas generadas por los convertidores (5). Las frecuencias armónicas principales son de 550 Hz, 650 Hz y más altas.
4. Conductores de alimentación trifásicos hacia cada convertidor de 6 pulsos. Los dos convertidores juntos producen una salida de 12 pulsos, la cual reduce los armónicos de voltaje y corriente.
5. Dos puentes convertidores trifásicos de 6 pulsos de ca/cd conectados en serie, con punto intermedio conectado a tierra. Los convertidores están diseñados para flujo de potencia reversible, de ahí los tiristores espalda con espalda. Esto permite que la energía regrese a la fuente de 150 kV cuando los trenes regeneran potencia de frenado en descensos. Los convertidores son de commutación de línea y alimentan el enlace de cd entre los puntos 1, 2. El enlace de cd opera a un voltaje nominal de 2650 V. Capacidad del tiristor: Voltaje pico repetitivo en estado inactivo: 4400 V; corriente media en estado activo: 1650 A.
6. Un filtro inductivo (6) reduce la fluctuación armónica de la corriente directa que fluye a través de él.
7. Un cortacircuito de cd ofrece protección en caso de una falla de commutación de los convertidores (5) cuando operan en el modo de inversor (retroalimentando la potencia hacia la línea de 150 kV).
8. Un filtro armónico sintonizado a 33 1/3 Hz, que es dos veces la frecuencia de salida de 16 2/3 Hz. Reduce la fluctuación de 33 1/3 Hz del voltaje del enlace de cd. La salida de potencia monofásica de la estación convertidora obliga al enlace de cd a suministrar potencia pulsante a los convertidores de commutación (10).
9. El capacitor a la entrada de cada convertidor monofásico actúa como filtro y garantiza que los convertidores operen en el modo de fuente de voltaje.
10. Los módulos de convertidores de commutación a 16 2/3 Hz (Fig. 29.15) son unidades monofásicas enfriadas por agua. Los GTOs en los convertidores operan a una frecuencia portadora de

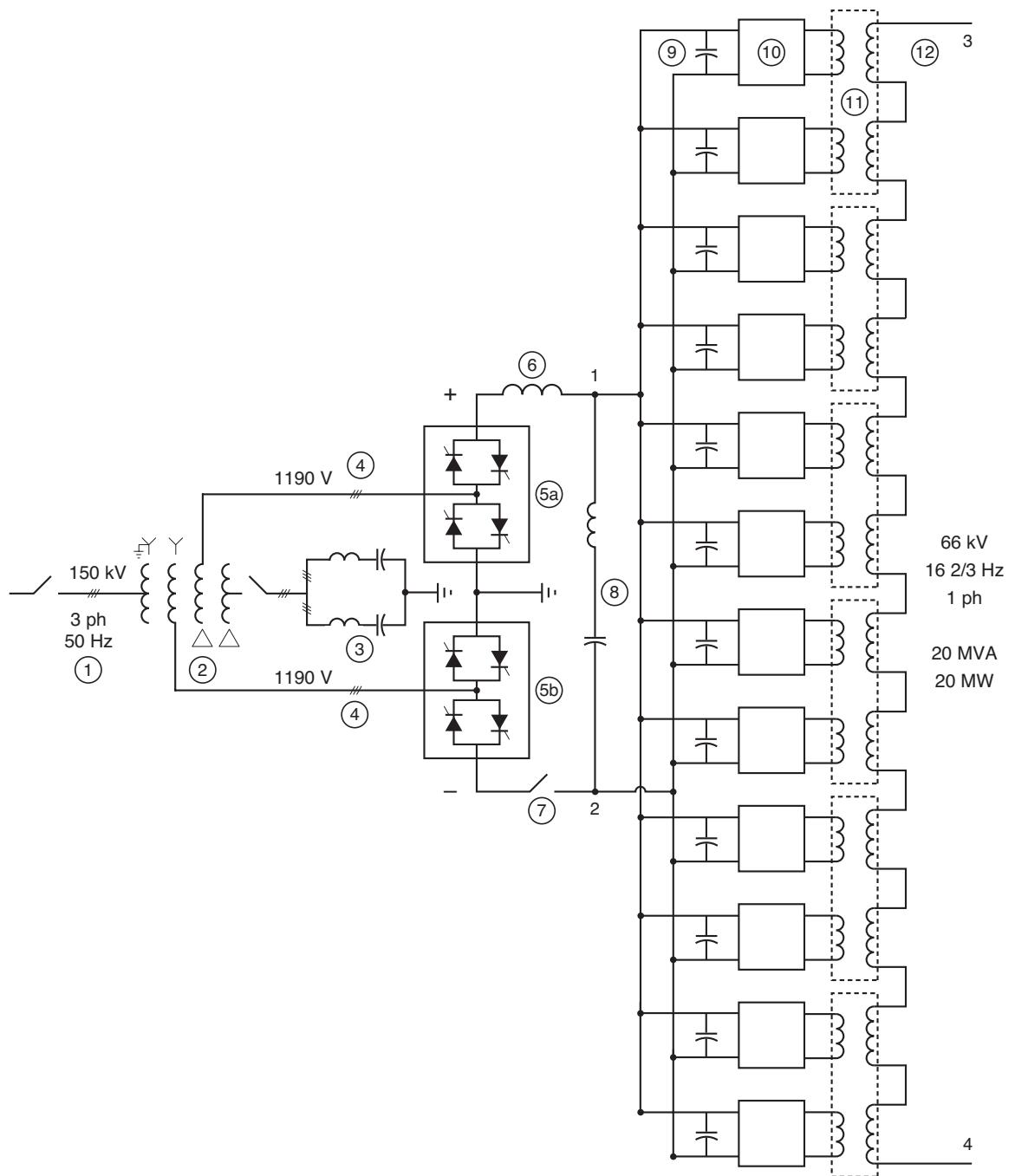


Figura 29.14

Diagrama esquemático de una estación convertidora de frecuencia estática de 50 Hz a 16 2/3 Hz.
(Esquema adaptado de un diagrama de circuito en el ABB Review, edición 5/95)

**Figura 29.15**

Estos módulos convertidores de GTOs enfriados por agua están instalados en la estación convertidora Giubiasco de 50 Hz a 16 2/3 Hz, en Suiza.

(Cortesía de ABB)

150 Hz. Por lo tanto, la relación de modulación de la frecuencia es 9. Capacidad de los GTOs: Voltaje pico repetitivo en estado inactivo: 4500 V; corriente pico de desactivación: 3000 A.

Las salidas de los 12 convertidores están conectadas a los dos devanados primarios de seis transformadores (11). Los devanados secundarios están conectados en serie para producir la salida monofásica de 66 kV, 16 2/3 Hz (12). Los convertidores son activados secuencialmente de modo que los voltajes de salida estén fuera de fase. Por consiguiente, la mayoría de los armónicos son eliminados y la forma de onda resultante es una onda seña casi perfecta. A plena carga y con factor de potencia unitario, la distorsión armónica es de menos de 0.35%.

La estación convertidora está diseñada para operar por separado o en paralelo con una red existente de 16 2/3. En un modo especial de operación, la estación funciona como compensador variable estático *monofásico* para estabilizar el voltaje de la red. En este modo, la estación convertidora es desconectada de la línea de transmisión de 150 kV.

PRODUCTOS DE POTENCIA PARA SU DISTRIBUCIÓN A LOS CONSUMIDORES

29.7 Perturbaciones en sistemas de distribución

Hemos visto que el voltaje en líneas de transmisión de alta potencia se puede regular por medio de compensadores sincrónicos estáticos (STATCOMs). Estas unidades están

conectadas en paralelo con la línea. También existe la posibilidad de inyectar un voltaje en serie con la línea, por medio de un UPFC. Éste puede controlar tanto la potencia activa como la reactiva que fluye por la línea de transmisión, además de proporcionar control variable local.

Se están desarrollando controladores similares para el sector de distribución, donde las necesidades del consumidor individual son particularmente importantes. En este sector se tiene que lidiar con perturbaciones tales como caídas de voltaje, aumentos de voltaje, perturbación armónica, interrupciones de potencia (Fig. 29.16). La tabla 29a enumera algunos de los problemas que se tienen que abordar. Algunas perturbaciones se originan en el lado del consumidor, otras en el de la compañía de electricidad y otras más en ambos.

Por ejemplo, un árbol que cae sobre un conductor de alimentación de 24 kV crea una perturbación que claramente se origina en el lado de la compañía de electricidad. En cambio, un horno de arco que produce cambios de corriente violentos y aleatorios puede distorsionar el voltaje que alimenta al sistema de fundición, así como el de los consumidores cercanos. Esta contaminación del voltaje se produce en el lado del consumidor, pero un cliente en la misma red plagado con luces intermitentes la ve como una perturbación de la compañía de electricidad. Por lo tanto, el enlace entre el consumidor y la compañía de electricidad en el punto de acoplamiento común es la razón por la que a menudo es imposible distinguir entre ambos en lo referente al origen de una perturbación.

Habiendo dicho esto, tanto el cliente como la compañía de electricidad desean contar con una potencia sin distorsiones y confiable. En muchos casos los consumidores utilizan fuentes de potencia ininterrumpible (UPS, por sus siglas en inglés) para evitar que las perturbaciones lleguen al equipo electrónico sensible (Fig. 29.17). En hospitales, quirófanos y pistas de aterrizaje en aeropuertos, donde no se puede tolerar ninguna clase de interrupción de la potencia, la UPS incluye generadores diesel-eléctricos y baterías de cd para proporcionar potencia de emergencia de larga duración en el caso de una falla de corriente prolongada.

Debido a la proliferación de cargas no lineales, controladores electrónicos y otros dispositivos de generación armónicos, algunos estudios han demostrado que los consumidores preferirían que la compañía de electricidad garantice el suministro de potencia de calidad en lugar de que ellos lo hagan. Sin embargo, la realidad de la situación está evolucionando constantemente, en especial en el contexto de la desregulación

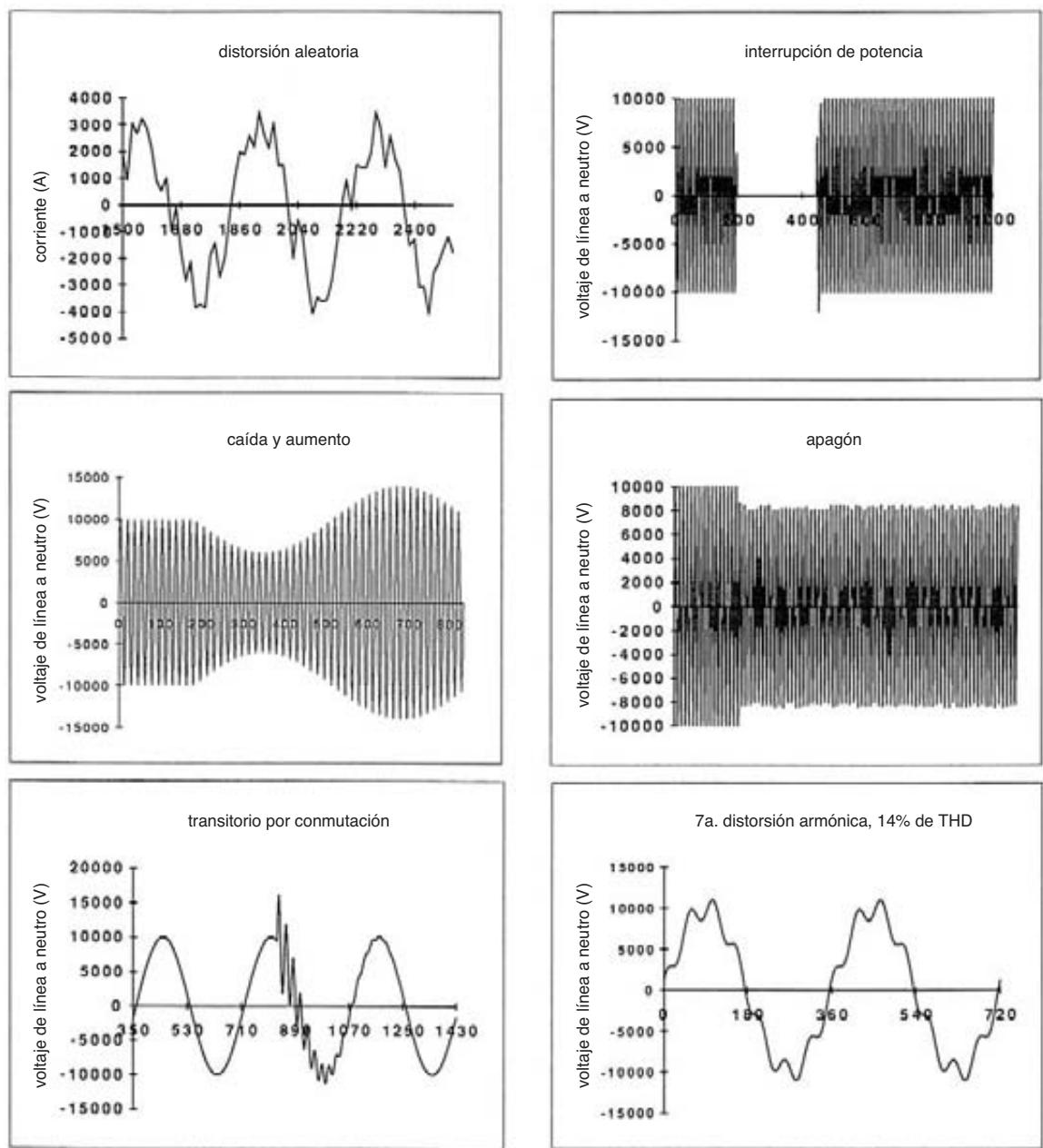


Figura 29.16

Perturbaciones típicas que ocurren en sistemas de distribución y transmisión.

TABLA 29A PERTURBACIONES EN LA DISTRIBUCIÓN

Naturaleza de la perturbación	Duración	Origen		Compensación (en derivación o en serie)
		lado del consumidor (C)	lado de la compañía de electricidad (U)	
Factor de potencia bajo	horas	C		en derivación
Aumentos o caídas de voltaje	ciclos	C	U	en derivación o en serie
Armónicos (corriente)	horas	C		en derivación
Armónicos (voltaje)	horas	C	U	en serie
Distorsión aleatoria de voltaje	horas	C	U	en derivación o en serie
Transitorios de voltaje	ciclos	C	U	en derivación o en serie
Alta corriente de cortocircuito	ciclos	C	U	en serie
Regulación de voltaje	horas		U	en derivación o en serie
Interrupción de potencia	ciclos		U	en derivación o en serie + SSB ¹
Interrupción de potencia	segundos		U	en derivación o en serie + SBB ¹
Interrupción de potencia	horas		U	en derivación + SSTS ²

¹ Cortacircuito transistorizado (SSB, por sus siglas en inglés)

² Interruptor de transferencia transistorizado (SSTS, por sus siglas en inglés)

pendiente de la industria eléctrica. Por ejemplo, la solución menos costosa puede ser que la Potencia de Calidad se convierta en un servicio provisto por terceros, ya sea a los distribuidores de electricidad o a los consumidores industriales, comerciales y residenciales. Por consiguiente, los cambios institucionales que están ocurriendo afectarán tanto la forma de abordar la solución como la selección de productos que se utilizan para mejorar la calidad de la potencia.

Con esta finalidad, los fabricantes, institutos de investigación y universidades —en colaboración con las compañías de electricidad— están desarrollando convertidores modulados por ancho de pulso en el rango de kilowatts a megawatts. Estos convertidores PWM están basados en la tecnología utilizada en controles eléctricos, como los que estudiamos en los capítulos 21 a 23. Si lo desea, el lector puede remitirse a estos capítulos para revisar las propiedades básicas de estos convertidores.

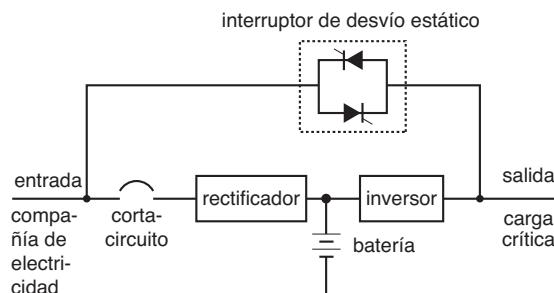
29.8 ¿Por qué convertidores PWM?

Los convertidores PWM son extremadamente versátiles porque pueden generar un voltaje de cualquier forma, frecuencia y fase con sólo aplicar una señal de commutación apropiada a los IGBTs. Esta característica es particularmente atractiva en sistemas de distribución debido a los armónicos que están presentes

tanto en los voltajes como en las corrientes. Estos armónicos se deben mantener a un mínimo y, cuando aparecen, se deben tomar medidas ya sea para eliminarlos o para desviarlos hacia trayectorias donde no causen daño. Los armónicos suelen ser múltiplos de 60 Hz y su magnitud disminuye conforme se incrementa la frecuencia. Por lo tanto, en muchos casos se considera aceptable eliminar todos los armónicos por debajo del 13o (780 Hz).

Si el armónico de interés más alto es el 13o., significa que la frecuencia portadora debe ser aproximadamente 10 veces más grande. Por lo tanto, la frecuencia portadora debe ser de casi $10 \times 13 \times 60 = 7800$ Hz, o de aproximadamente 8 kHz. Ésta se encuentra dentro de las capacidades de los IGBTs de alta potencia. Los convertidores que operan a estas frecuencias portadoras introducen su propia distorsión de alta frecuencia y se deben tomar medidas para limitar la corriente portadora resultante.

Otra razón que favorece a los convertidores PWM es su capacidad de generar voltajes sinusoidales a 60 Hz en lugar de las ondas rectangulares producidas por los GTOs. Por consiguiente, los convertidores PWM se pueden conectar directamente a la red de distribución sin tener que filtrar o desplazar la fase de los armónicos de los pulsos rectangulares de 60 Hz. Sin embargo, en el caso de grandes convertidores de potencia, en los que

**Figura 29.17a**

Este diagrama rudimentario de una sola línea muestra los elementos básicos de una UPS en línea. La potencia proveniente de la compañía de electricidad es rectificada y la salida está conectada a las terminales de una batería. La batería sirve como fuente de energía en espera permanente y también garantiza una entrada de cd libre de fluctuaciones al inversor. El inversor genera el voltaje regulado de alta calidad a 60 Hz para energizar la carga crítica.

Si ocurre una interrupción en la compañía de electricidad, el inversor continúa operando, normalmente durante varios minutos, y extrae su energía de la batería. El interruptor de desvío estático sirve para conectar automáticamente a la compañía de electricidad con la carga en el caso de una falla en los componentes de conversión.

se requiere más de un convertidor, se pueden utilizar métodos de desplazamiento de fase.

Una razón final para utilizar convertidores PWM es que muchas formas de onda distorsionadas producidas por procesos industriales contienen armónicos de voltaje y corriente que no guardan relación alguna con la frecuencia de línea de 60 Hz. Los convertidores de conmutación PWM son capaces de generar voltajes y corrientes en oposición a estas distorsiones aleatorias, con lo cual las neutralizan.

Las señales que accionan las puertas IGBT se derivan de circuitos de retroalimentación en los que el voltaje real o la forma de onda de corriente se compara con la forma de onda deseada. La diferencia instantánea entre las dos se convierte en la señal de *corrección* que activa las compuertas (Fig. 29.18).

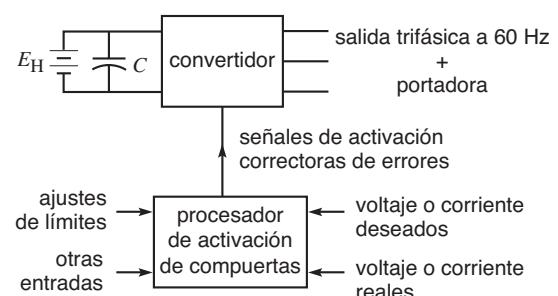
29.9 Sistema de distribución

Para comprender el contexto en el que operan los compensadores en derivación y en serie, la figura 29.19 muestra un diagrama esquemático de una fase de un sis-

**Figura 29.17b**

Este UPS trifásico en línea de 18 kVA, 120/208 V y 60 Hz genera una salida de 120/208 V y 60 Hz con factores de potencia de salida que van desde 0.7 retrasado hasta 0.7 adelantado. La THD es de menos de 5 por ciento, incluso con cargas no lineales. La eficiencia a plena carga es de aproximadamente 90 por ciento. El bajo nivel de ruido y el tamaño pequeño se deben a la alta frecuencia de conmutación (≈ 16 kHz) del inversor IGBT. Si se interrumpe la potencia o sobrepasa la ventana de tolerancia de entrada, la batería interna suministra potencia al inversor durante un lapso de hasta 10 minutos sin interrupción a la carga.

(Cortesía de Square D/Groupe Schneider)

**Figura 29.18**

Generación de un voltaje o corriente trifásicos muy cercanos al voltaje o corriente deseados.

tema de distribución trifásico de 13.2 kV, compuesto de un conductor de alimentación radial y sus ramales. El conductor de alimentación emana de una subestación, donde está protegido por un restablecedor, como vimos

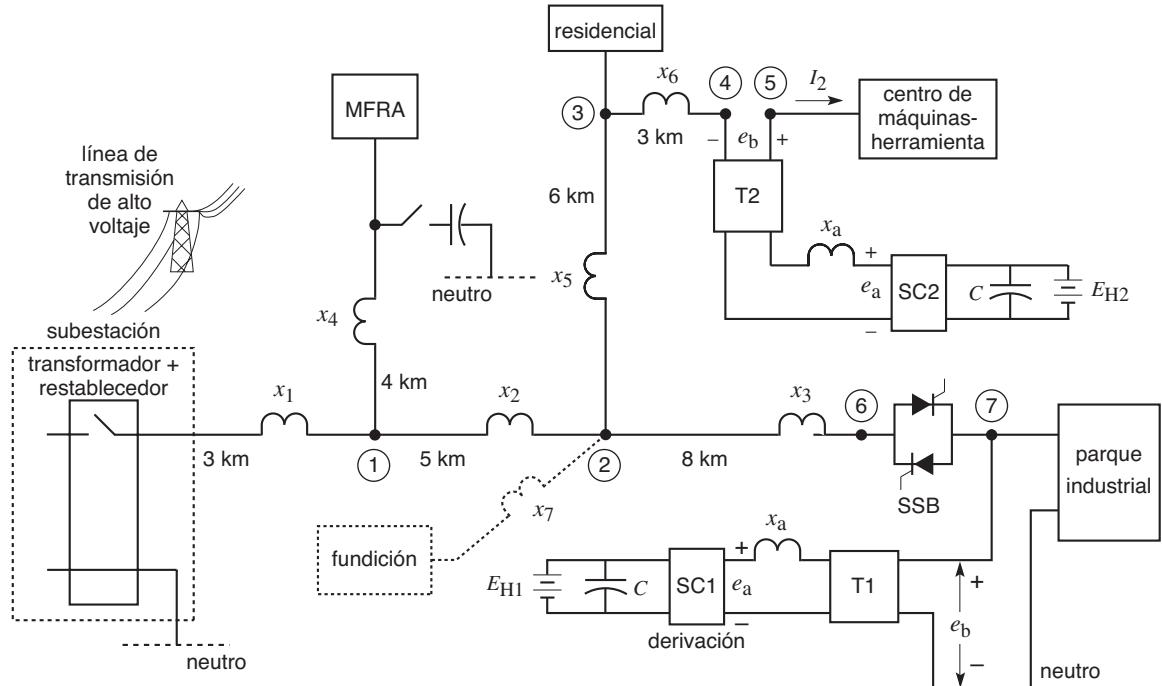


Figura 29.19
Diagrama de una línea de un sistema de distribución.

en la sección 26.14. El conductor de alimentación y sus ramales suministran potencia a un área de manufactura, un área residencial, un centro de máquinas-herramienta de precisión y un parque industrial. Además, en el futuro cercano se tiene que prestar servicio a una fundición equipada con horno de arco. Cada sección del conductor de alimentación y sus ramales mide varios kilómetros de largo y posee cierta reactancia inductiva, representada por x_1 , x_2, \dots, x_6 . Omitimos el componente resistivo de la impedancia de línea.

Un *compensador* en derivación está conectado a la entrada del parque industrial. El compensador consta de un transformador T1, un convertidor PWM SC1 y su fuente de potencia de batería/capacitor. El transformador tiene una reactancia de dispersión x_a referida al lado secundario. El convertidor genera un voltaje compuesto de una portadora modulada por el componente de frecuencia mucho más baja e_a que nos interesa. Damos por hecho que la frecuencia portadora es filtrada adecuadamente de modo que sus voltajes y corrientes se pueden omitir. El voltaje e_b a la entrada

del parque industrial consta del componente fundamental de 60 Hz y cualquier armónico residual, sobre-corrientes por conmutación y otras perturbaciones menores que el compensador no ha sido capaz de eliminar o suprimir. Por lo tanto, la forma de onda e_b es excelente, gracias a la presencia del compensador.

Un cortacircuito de estado sólido SSB permite la desconexión inmediata del parque industrial bajo ciertas condiciones críticas que veremos más adelante.

Volviendo nuestra atención al centro de máquinas, herramienta, está protegido por un compensador en serie SC2 localizado en la entrada de servicio. El compensador consta de tres convertidores individuales conectados en serie con cada línea y aislados de ellas por tres transformadores T2. El diagrama muestra sólo un convertidor. La reactancia de dispersión x_a del transformador, el voltaje e_b a través del primario y el voltaje e_a generado por el convertidor tienen los mismos símbolos, como en el caso del compensador en derivación. Sin embargo, se entiende que sus valores difieren de los del compensador en derivación.

La fundición propuesta es una carga particularmente perturbadora por los hornos de arco que contiene. Éstos producen cambios de corriente aleatorios, los cuales producen normalmente fluctuaciones correspondientes en el voltaje terminal. Como veremos, un compensador en derivación puede resolver este problema.

La actividad eléctrica de este sistema de distribución cambia continuamente, así que los voltajes y corrientes fluctúan. Entre las diversas perturbaciones que ocurren, veamos las siguientes:

- Interrupción de potencia cuando el restablecedor se abre y restablece de repente por una falla transitoria
- Desconexión repentina de una carga importante
- Arranque a través de la línea de un motor de inducción grande
- Sobrecorrientes por commutación cuando los capacitores se activan
- Falla transitoria de línea a tierra en una fase
- Perturbación importante en la línea de transmisión de alto voltaje que suministra potencia a la subestación

29.10 Compensadores y análisis de circuitos

El convertidor PWM utilizado tanto en compensadores en derivación y como en serie es similar al convertidor descrito en las secciones 21.45 a 21.49. Suponemos una unidad trifásica que opera a una frecuencia portadora de 6 kHz. Sin embargo, para simplificar las explicaciones suponemos un convertidor monofásico aplicado sólo a una fase del sistema trifásico (Fig. 29.20a). El compensador se simplifica aún más en la figura 29.20b, donde se muestra como una fuente de voltaje e_a simple asociada con una batería de almacenamiento de energía opcional.

Para entender el impacto de un compensador en un sistema de distribución, es útil analizar el circuito. Esto es relativamente fácil, a pesar de los muchos subcircuitos y perturbaciones que tienen lugar en un sistema como ese.

En un análisis de circuito que implica transformadores, es mejor utilizar el método por unidad, el cual reduce todo a una sola nivel de voltaje. Los transformadores “desaparecen” y el circuito resultante es mucho más fácil de visualizar y resolver. Para obtener este resultado, simplemente damos por hecho que en

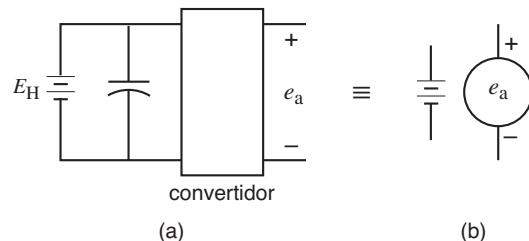


Figura 29.20

Diagrama de circuito y símbolo equivalentes de un convertidor de commutación. El almacenamiento de energía opcional está representado por la batería.

nuestros diagramas de circuito los transformadores tienen una relación de 1:1 y que el voltaje base por unidad corresponde al voltaje nominal del compensador.

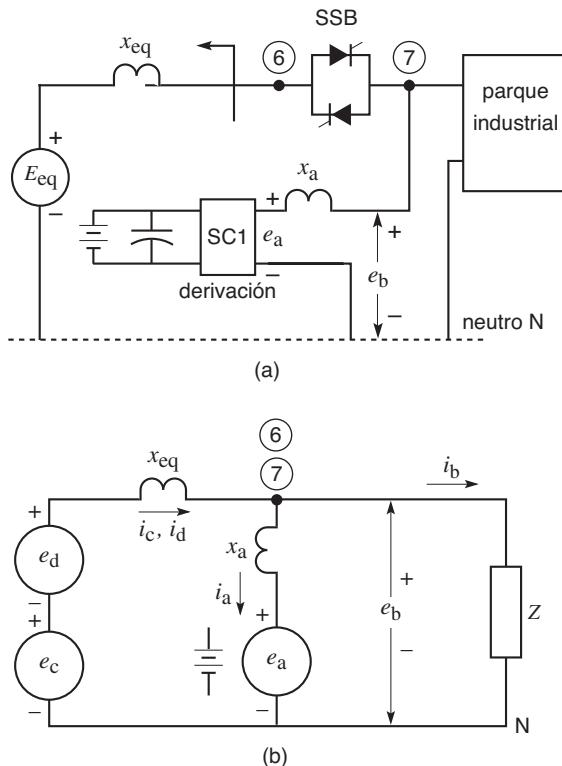
La selección de compensación en derivación o en serie depende de varios factores, mismos que analizaremos en las siguientes secciones. Comenzaremos nuestro estudio con el compensador de distribución PWM en derivación (DSTAT-COM), conocido también como condensador estático de distribución o DSTATCON.

29.11 El compensador en derivación: principio de operación

El compensador en derivación PWM tiene varias aplicaciones. Se puede utilizar como regulador de voltaje, fuente de potencia de corta duración, supresor de distorsión armónica, corrector de factor de potencia y filtro activo. Esta sección ilustra estas aplicaciones.

Considere el circuito de la figura 29.21a, el cual muestra el compensador en derivación para el parque industrial y una parte del circuito de distribución que lo rodea. Es idéntico al sistema de la figura 29.19, excepto que toda la red a la izquierda del punto 6 ha sido reemplazada por una reactancia equivalente X_{eq} y un voltaje equivalente E_{eq} . Esta simplificación es posible en virtud del teorema de Thevenin. El voltaje equivalente E_{eq} comprende el componente fundamental de 60 Hz e_c y todas las distorsiones transitorias y armónicas e_d que ocurren corriente arriba del punto 6.

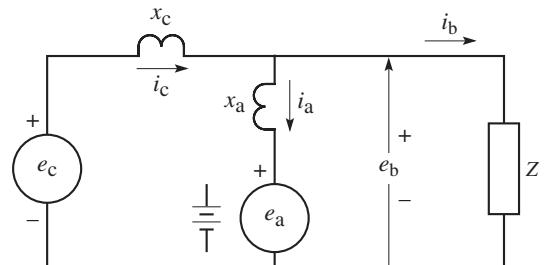
La figura 29.21b es una réplica de la figura 29.21a, en la que el compensador ha sido reemplazado por su símbolo equivalente y el parque industrial está representado por una impedancia Z . El SSB está

**Figura 29.21**

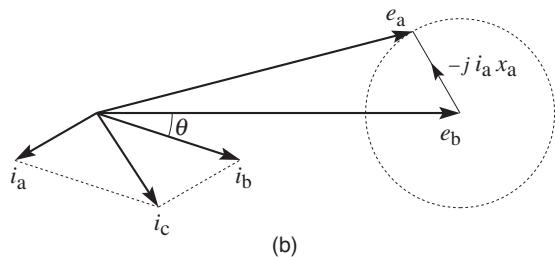
Deducción del circuito equivalente del compensador en derivación y el parque industrial.

cerrado. El voltaje equivalente E_{eq} ha sido reemplazado por un componente e_c de 60 Hz y un voltaje de perturbación e_d . Ahora podemos iniciar nuestro estudio de la regulación de voltaje, distorsión y otros asuntos de interés.

Regulación de voltaje. El propósito del compensador es mantener un voltaje e_b constante de 60 Hz en la entrada de servicio del parque industrial, a pesar de un voltaje variable e_c y una carga industrial variable. De momento despreciaremos el valor de e_d . El compensador intenta mantener e_b constante variando el voltaje e_a (Fig. 29.22a). Variando e_a cambiará la corriente i_a del compensador, la que a su vez modificará i_c y, por ende, e_b . En la siguiente explicación escribimos las ecuaciones pertinentes para determinar qué sucede en estas condiciones cambiantes. El diagrama fasorial será de particular ayuda.



(a)



(b)

Figura 29.22

Regulación de voltaje por medio de un compensador en derivación.

La primera ecuación de circuito se toma alrededor del bucle derecho de la figura 29.22a:

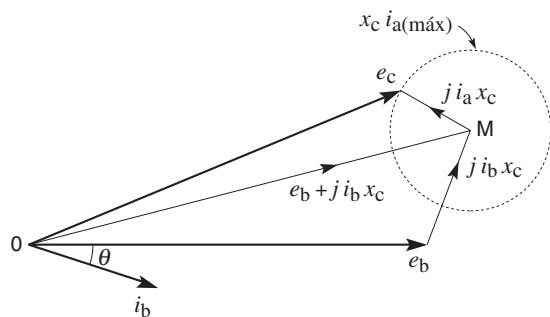
$$-e_a - ji_a x_a + e_b = 0$$

la cual se puede escribir en la forma

$$ji_a x_a = e_b - e_a \quad (29.10)$$

Como e_b es regulado y, por ende, constante, lo consideramos como el fasor de referencia (Fig. 29.22b). El valor de x_a es fijo y la magnitud de i_a puede variar desde cero hasta $i_{a(\max)}$, la corriente nominal máxima del convertidor. Conforme variamos la magnitud y el ángulo de fase de e_a con respecto a e_b , vemos que la magnitud y el ángulo de fase de i_a también cambian, sujetos a la ecuación 29.10. En particular, si mantenemos i_a a su valor nominal $i_{a(\max)}$ mientras variamos e_a , el fasor $ji_{a(\max)} x_a$ trazaría el lugar geométrico de un círculo. Por lo tanto, haciendo un cambio relativamente pequeño en la magnitud y fase de e_a , podemos hacer que i_a gire 360° . Esta observación nos conduce a una segunda ecuación de circuito, esta vez tomada alrededor del bucle izquierdo de la figura 29.22a:

$$-e_c + ji_c x_c + e_b = 0$$

**Figura 29.23a**

Relación entre el voltaje e_c de la fuente y el voltaje e_b regulado.

por lo tanto

$$e_c = e_b + j i_a x_c$$

sin embargo,

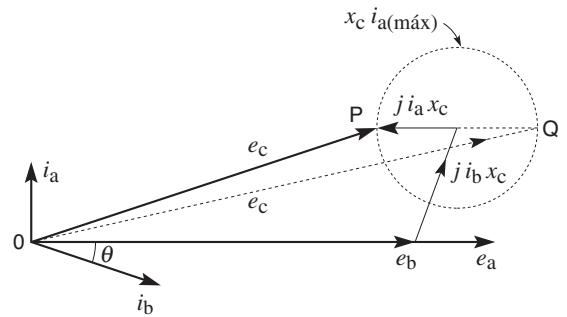
$$i_c = i_a + i_b$$

Por consiguiente, podemos escribir

$$e_c = (e_b + j i_b x_c) + j i_a x_c \quad (29.11)$$

Refiriéndonos ahora a la figura 29.23a, el ángulo de fase θ entre e_a e i_b está determinado por el factor de potencia del parque industrial. Por consiguiente, con una condición de carga dada, el fasor OM ($= e_b + j i_b x_c$) es fijo. El fasor e_c es, por consiguiente, la suma del fasor OM más el fasor $j i_a x_c$. Pero acabamos de ver que el fasor i_a puede girar 360° y que puede tener cualquier valor entre cero y $i_{a(\text{máx})}$. Entonces el lugar geométrico de $x_c i_{a(\text{máx})}$ es nuevamente un círculo. Con $i_{a(\text{máx})}$ nominal, la extremidad del fasor e_c sigue el contorno del círculo, como se muestra en la figura 29.23b. Sin embargo, como i_a puede variar desde cero hasta $i_{a(\text{máx})}$, entonces la punta de e_c puede quedar en cualquier parte dentro del círculo limitante sin afectar de ningún modo la magnitud de e_b .

En cuanto al suministro de potencia a la carga Z, el ángulo de fase entre e_c y e_b no es importante. Sólo nos interesa conocer los valores máximo y mínimo de e_c que seguirán permitiendo al compensador producir el voltaje de salida e_b constante. Además, para eliminar la necesidad de almacenar energía, la regulación de voltaje se debe realizar sin demandar potencia real del

**Figura 29.23b**

Límites de regulación de voltaje para una carga dada.

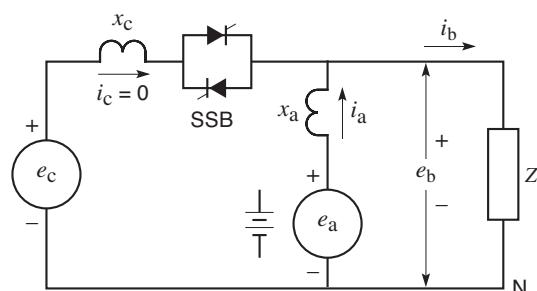
compensador. Recurriendo a la figura 29.22a, esto significa que i_a debe ser perpendicular a e_a . A su vez, de acuerdo con la ecuación 29.10, esto implica que e_a —el voltaje generado por el compensador— debe estar en fase con el voltaje e_b a través de la carga.

La figura 29.23b muestra las relaciones fasoriales resultantes. Podemos ver que con la condición de carga dada e_b , i_b , el valor mínimo de e_c corresponde al fasor OP y el máximo al fasor OQ. Éste es un intervalo bastante amplio, aunque depende del valor de la reactancia de línea x_c . Si la reactancia de línea es pequeña, el diámetro del círculo será pequeño, lo que reduce el intervalo regulable de e_c . Por consiguiente, si ocurre una caída o un aumento de e_c , tal vez el compensador no sea capaz de evitar que cambie el voltaje e_b . Por lo tanto, es difícil regular el voltaje variable de un conductor de alimentación “rígido” mediante un compensador en derivación cuya capacidad de kVA es pequeña comparada con la del conductor de alimentación. Como veremos, el problema se puede resolver con un compensador en serie.

Interrupción de potencia. El parque industrial representa una carga de varios megawatts y el contrato de servicio estipula que la potencia no será interrumpida por transitorios con una duración de 10 segundos o menos. La potencia puede ser interrumpida por un cortocircuito repentino o un circuito abierto en el conductor de alimentación. En esos casos, el compensador en derivación puede estar equipado con una batería para suministrar energía durante el breve periodo que el conductor de alimentación esté desconectado. Sin em-

bargo, antes de suministrar potencia a los conductores que alimentan el parque, se deben aislar del conductor de alimentación principal por medio de un cortacircuito de estado sólido SSB (Figs. 29.19 y 29.24). Éste se compone de tiristores conectados espalda con espalda, como vimos en la sección 21.23. La razón para el aislamiento es evidente: el compensador fue diseñado para satisfacer las necesidades de emergencia del parque industrial, no para las de los demás clientes conectados al sistema.

¿Qué podría provocar una interrupción de potencia? Suponga que una tormenta de nieve o un huracán ha producido una falla momentánea de la línea a tierra en el conductor de alimentación principal, a 4 km de la subestación (Fig. 29.19). Esto hará que el restablecedor se abra después de dos o tres ciclos. Sin embargo, antes de que pueda abrirse, el cortocircuito hará que el voltaje a través de las líneas afectadas se colapse, lo que impactará a todos los clientes. Para evitar este problema, el cortacircuito de estado sólido (SSB) abre el circuito tan rápido (en medio ciclo)



(a)

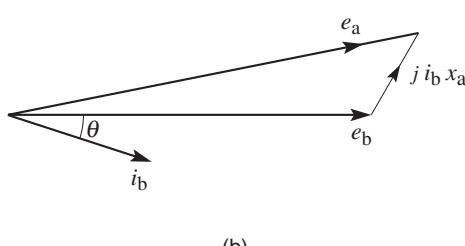


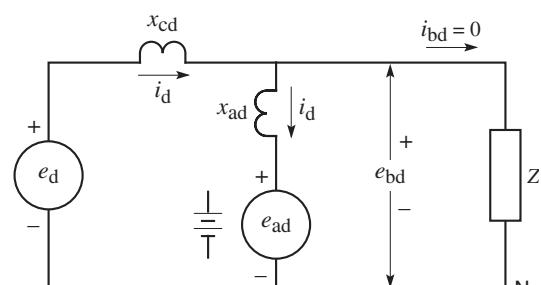
Figura 29.24
Comportamiento de un compensador durante una interrupción de potencia.

que el voltaje en el punto 6 no ha tenido tiempo de colapsarse. Al mismo tiempo, la batería comienza a suministrar energía al compensador, el cual la convierte de inmediato en potencia de 60 Hz y la suministra al parque industrial.

Unos cuantos ciclos después del inicio del intenso cortocircuito, el restablecedor se abre durante, por ejemplo, 30 ciclos (1/2 s) y luego se vuelve a cerrar, momento en el que la falla cesa. Al detectar la nueva situación, el SSB se restablece y el compensador regresa a su estado normal. Suponga que el parque representa una carga de 8 MW. Durante la interrupción de potencia, el convertidor debe suministrar $8 \text{ MW} \times 0.5 \text{ s} = 4 \text{ MW}\cdot\text{s} = 4 \text{ MJ}$ de energía. Ésta concuerda con la capacidad de almacenamiento de energía de tales sistemas, los cuales suministran generalmente hasta 100 MJ.

Las relaciones fasoriales cuando sólo el compensador está suministrando energía al parque se ilustran en la figura 29.24b. El compensador mantiene automáticamente el voltaje e_b en su valor nominal, lo que significa que debe generar un voltaje e_a .

Distorsión de voltaje. En cuanto a la distorsión de voltaje, considere la figura 29.25, en donde el voltaje armónico e_d aparece en el sistema de distribución. Nos concentraremos sólo en este voltaje, ignorando el voltaje a 60 Hz. Las impedancias ahora son más altas que a 60 Hz, así que las designamos x_{cd} y x_{ad} . El compensador reaccionará para evitar que el voltaje armónico aparezca a través de la carga, por lo que $i_{bd} = 0$. Como resultado, la corriente de distorsión i_{bd} que circula en la carga también es cero. Por lo tanto, fluirá una corriente armónica i_d tanto en la

**Figura 29.25**

Comportamiento de un compensador cuando la fuente produce una distorsión de voltaje e_d .

fuente como en el compensador. Podemos escribir las siguientes ecuaciones:

$$-e_d + ji_d x_{cd} + e_{bd} = 0 \quad (29.12)$$

$$-e_{ad} - ji_d x_{ad} + e_{bd} = 0 \quad (29.13)$$

Con estas ecuaciones, y como e_{bd} es cero, obtenemos

$$e_{ad} = -\frac{x_{ad}}{x_{cd}} \times e_d \quad (29.14)$$

En la mayoría de los casos x_{ad} es considerablemente más grande que x_{cd} ; en consecuencia, para evitar que el voltaje armónico aparezca a través de la carga, el compensador debe generar un voltaje armónico e_{ad} mayor que el voltaje armónico e_d original.

Es necesario mencionar que un análisis similar aplica a voltajes transitorios, como los sobrevoltajes por conmutación. Por ejemplo, suponga que el sector de manufactura (Fig. 29.19) tiene un sistema de corrección de factor de potencia que implica la activación/desactivación de capacitores. Cuando los capacitores son activados, genera durante unos cuantos ciclos un sobrevoltaje de quizás 5 kV, a aproximadamente 900 Hz. Este transitorio viaja encima del voltaje a 60 Hz (vea la figura 29.16). Conforme se desplaza a lo largo del conductor de alimentación, su amplitud disminuirá con rapidez pero aún será sustancial cuando llegue a la entrada del parque industrial. El compensador llega de nuevo al rescate, porque su frecuencia portadora de 6 kHz es considerablemente mayor que 900 Hz, por lo que se puede suprimir el voltaje transitorio.

Corrección de factor de frecuencia. El compensador en derivación se puede utilizar para corregir el factor de potencia en la entrada del parque industrial. Para hacerlo, el voltaje del compensador e_a se dispone de manera que la corriente i_a se retrase 90° con respecto al voltaje e_b (Fig. 29.26). Remitiéndose a la figura, suponga que el compensador tiene pérdidas representadas por la resistencia r_a . Podemos escribir entonces la siguiente ecuación:

$$-e_a + i_a r_a + ji_a x_a + e_b = 0$$

de ahí que

$$e_a = ji_a x_a + i_a r_a + e_b \quad (29.15)$$

El diagrama fasorial correspondiente se muestra en la figura 29.26b. Observe que e_a es mayor que e_b y

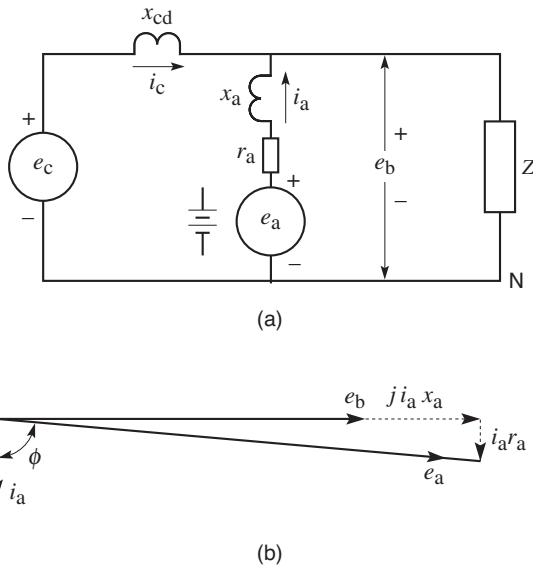
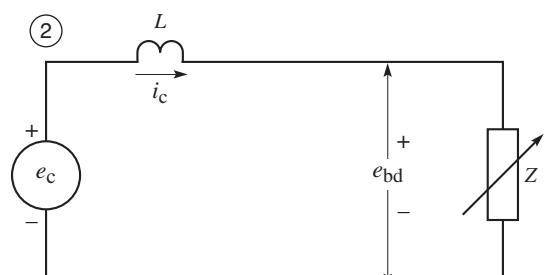


Figura 29.26
Corrección del factor de potencia.

está un poco retrasado con respecto a él. Por consiguiente, el sistema de distribución recibe potencia reactiva $Q = e_b i_a$ y al mismo tiempo suministra potencia activa $P = e_a i_a \cos \phi$ al compensador. En estas condiciones, la batería que suministra la corriente directa no es necesaria. El capacitor se mantiene cargado al nivel de voltaje de cd deseado controlando e_a de modo que se retrase o adelante un poco con respecto a e_b , como se describió anteriormente para el convertidor STATCOM.

Carga no lineal. Ahora examinaremos la instalación de la fundición propuesta. Es alimentada por una línea que proviene del punto 2 del conductor de alimentación principal (Fig. 29.19). Una fundición es una carga Z no lineal (Fig. 29.27a) porque los hornos de arco absorben una corriente i_c extremadamente fluctuante durante ciertas fases de su operación. Como resultado, la caída de voltaje a lo largo del conductor de alimentación no es lineal, lo que a su vez produce un voltaje distorsionado e_{bd} en la entrada de servicio de la fundición. En realidad, la corriente cambia tan erráticamente que es imposible expresar el voltaje en función de armónicos y reactancias dependientes de la frecuencia. Sin embargo, la caída de voltaje instantáneo a lo largo de la línea siempre es igual a su inductancia L por la velocidad de cambio de la corriente.



(a)

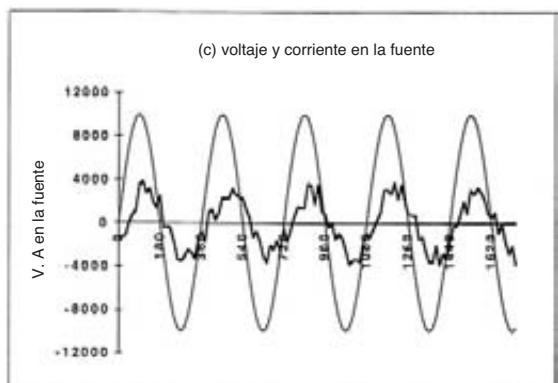
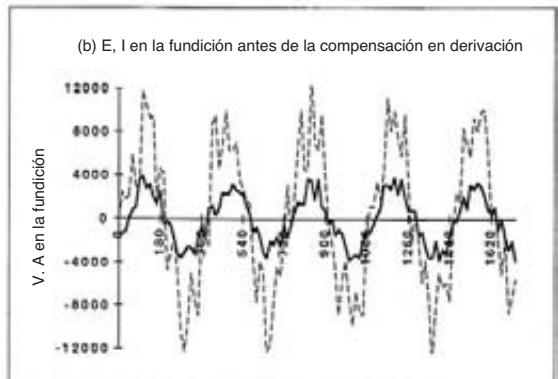


Figura 29.27
Circuito equivalente de la fundición, los voltajes y las corrientes antes de la instalación de un compensador en derivación.

Por lo tanto, el voltaje instantáneo e_{bd} en la fundición está dado por la ecuación

$$-e_c + L \frac{\Delta i_c}{\Delta t} + e_{bd} = 0$$

por lo tanto

$$e_{bd} = e_c - L \frac{\Delta i_c}{\Delta t} \quad (29.16)$$

Por ejemplo, en esta ecuación, si un conductor de alimentación tiene una reactancia x_7 a 60 Hz (Fig. 29.19) de 11Ω , su inductancia L está dada por

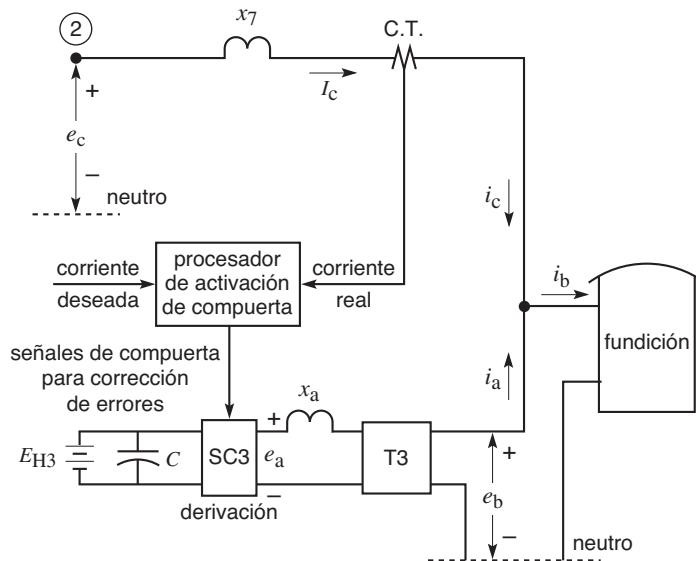
$$L = \frac{x_7}{2\pi f} = \frac{11}{2\pi \times 60} = 0.029 \text{ H}$$

La figura 29.27b muestra el voltaje y la corriente en la entrada de la fundición antes de que se tome cualquier medida correctiva. La corriente dentada tiene un valor efectivo de aproximadamente 2300 A mientras que el voltaje alcanza picos de 12 kV.

La figura 29.27c muestra de nuevo la corriente i_c , junto con el componente fundamental del voltaje e_c en el punto 2. Aunque e_c es sinusoidal, el voltaje real en este punto de acoplamiento común se contaminará hasta cierto grado debido a la corriente distorsionada. La cantidad de contaminación dependerá de la impedancia corriente arriba del punto 2. Si la impedancia es sustancial, la forma de onda podría ser inaceptable para otros clientes. Por lo tanto, es importante mejorar la forma de onda de la corriente que fluye en el conductor de alimentación, además de mejorar la forma de onda en la entrada de la fundición.

La figura 29.28 muestra la fundición, el conductor de alimentación y el compensador en derivación SC3, junto con el transformador T3. Un transformador de corriente CT monitorea la corriente instantánea i_c en el conductor de alimentación, y esta señal es alimentada al procesador de activación de puertas. Una segunda entrada proporciona la corriente sinusoidal instantánea deseada. El procesador compara las dos señales y genera los pulsos de activación para corregir la forma de onda de i_c .

En consecuencia, la corriente en el conductor de alimentación tiende a una onda seno. Por lo tanto, la caída de voltaje en el conductor de alimentación ahora es sinusoidal y también lo es el voltaje en la entrada de la fundición. Sin embargo, la corriente i_b suministrada a la fundición sigue estando distorsionada porque la carga es inherentemente no lineal. Esto sig-

**Figura 29.28**

Compensador en derivación en la entrada de la fundición.

nifica que la corriente i_a suministrada por el compensador en derivación en realidad es la parte distorsionada de la corriente en la fábrica. Ahora el compensador actúa como filtro activo.

La figura 29.29a muestra el voltaje e_b en la entrada de la fábrica y la corriente sinusoidal que fluye en el conductor de alimentación. La figura 29.29b muestra el mismo voltaje, junto con la corriente distorsionada suministrada a la fundición.

La figura 29.29c muestra la corriente i_a suministrada por el compensador (de aproximadamente 800 A rms) y la potencia instantánea correspondiente que suministra. Observe que la potencia del compensador fluctúa continuamente entre valores positivos y negativos que alcanzan picos momentáneos de 10 MW durante el intervalo de 80 ms cubierto por la gráfica. Sin embargo, la potencia neta, promediada durante unos cuantos ciclos de 60 Hz, es cero debido a la naturaleza aleatoria de la corriente alterna i_a .

En conclusión, podemos ver que el compensador en derivación puede responder a muchas perturbaciones eléctricas, con lo cual se garantiza potencia de calidad al cliente. Sin embargo, corregir un problema de calidad de potencia en un punto del sistema de distribución de la figura 29.19 no beneficia a todos por igual. El sector residencial seguirá sintiendo una per-

turbación creada por el grupo de manufactura, aun cuando haya sido eliminada en la entrada del parque industrial. Por lo tanto, siempre es aconsejable un estudio de las consecuencias relacionadas de instalar un compensador.

29.12 El compensador en serie: principio de operación

El compensador en serie* (Fig. 29.32) es similar a un compensador en derivación; la diferencia principal es que está conectado en serie (no en paralelo) con el conductor de alimentación. Recordemos que en la figura 29.19 un compensador en serie está conectado a la entrada del centro de máquinas-herramienta. El circuito equivalente se deriva del mismo modo que para el compensador en derivación. Por lo tanto, en la figura 29.30, la fábrica de máquinas-herramienta está representada por la impedancia Z , el compensador por el voltaje e_a , la reactancia efectiva de línea por x_c , y la fuente por un voltaje sinusoidal e_c a 60 Hz y un voltaje de distorsión e_d . A continuación examinaremos el

* Llamado en ocasiones *restaurador de voltaje dinámico* (DVR, por sus siglas en inglés) o regulador de voltaje en serie estático (SSVR, por sus siglas en inglés).

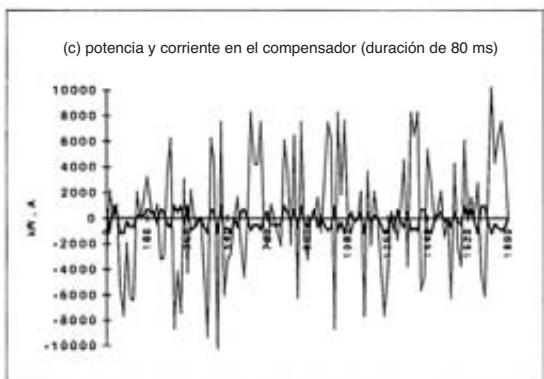
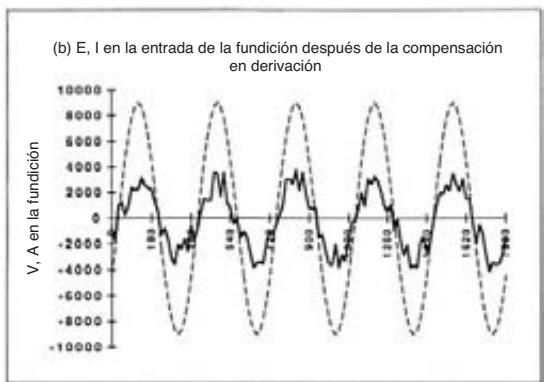
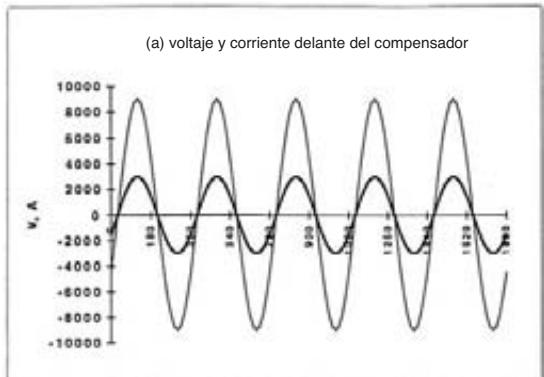


Figura 29.29
Voltajes, corrientes y potencia en el convertidor
después de instalar el compensador en derivación.

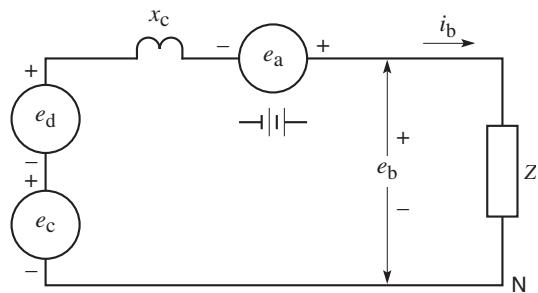


Figura 29.30
Compensación en serie.

comportamiento del compensador (primero como regulador de voltaje y después como neutralizador de la distorsión del lado de suministro).

Regulación de voltaje. Considere la figura 29.31a, en la que el voltaje de fuente e_c a 60 Hz actúa solo en el circuito (sin distorsión) y el voltaje e_b a través de la carga se mantiene constante por medio del compensador en serie. La carga absorbe corriente i_b . Podemos escribir la siguiente ecuación:

$$-e_c + j i_b x_c + e_a + e_b = 0$$

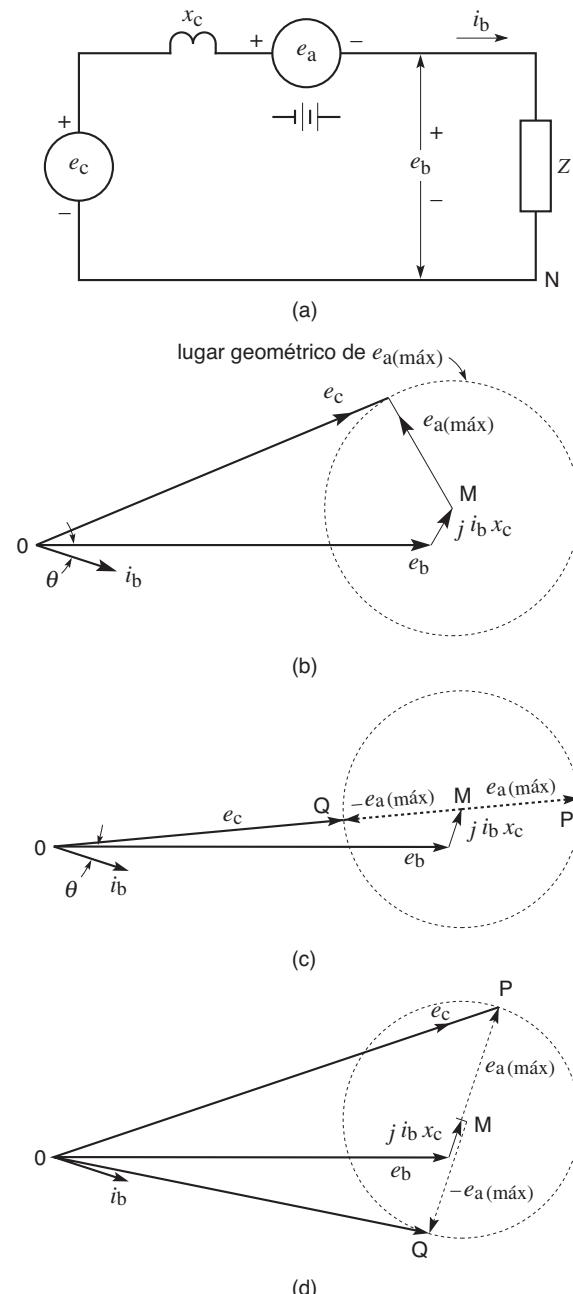
por lo que

$$e_c = e_b + j i_b x_c + e_a \quad (29.17)$$

Suponga que i_b va detrás de e_b y que el compensador genera un voltaje constante $e_{a(\text{máx})}$, igual a su voltaje nominal. Esto produce el diagrama fasorial de la figura 29.31b. La fase de $e_{a(\text{máx})}$ se puede variar como se deseé, así que su lugar geométrico describe un círculo con centro M.

Dado que e_b se mantiene constante, el fasor e_c de la fuente puede tener cualquier valor y ángulo de fase, siempre que su extremidad quede dentro del círculo correspondiente a $e_{a(\text{máx})}$. El ángulo de fase entre e_c y e_b no es importante; el único objetivo es mantener constante la magnitud de e_b . Para obtener este resultado, el fasor OP da el valor máximo posible de e_c y el fasor OQ da su valor mínimo (Fig. 29.28c). Por lo tanto, aun cuando e_c disminuya y aumente dentro de este amplio intervalo, el compensador en serie sigue manteniendo constante el voltaje a través de la carga.

Sin embargo, el diagrama fasorial revela que el compensador debe suministrar potencia real al sistema cuando la magnitud del fasor e_c sea igual a OQ.

**Figura 29.31**

- Regulación de voltaje con compensador en serie.
- Regulación de voltaje con compensador en serie.
- Compensación de caída y aumento.
- Compensador en serie en cuadratura.

La razón es que el fasor $-e_{a(\text{máx})}$ tiene un componente que está 180° fuera de fase con la corriente i_b . Sólo cuando $-e_{a(\text{máx})}$ está en cuadratura con i_b , la potencia activa del convertidor es cero. Asimismo, el compensador debe absorber potencia real cuando e_c es igual a OP. Si esta situación resulta de corta duración, por ejemplo, de 10 segundos, la batería será capaz de suministrar o recibir la potencia requerida. Por lo tanto, se puede regular el intervalo completo de e_c desde OQ hasta OP. Pero ésta no es una buena solución para un período largo.

La regulación de voltaje aún es posible en un período largo sin que el compensador absorba o suministre potencia real. Esto implica que el fasor e_a se debe mantener perpendicular al fasor i_b (Fig. 29.31a). La punta del fasor e_c debe seguir entonces la línea PQ mostrada en la figura 29.31d. Por consiguiente, la magnitud de e_c puede variar de la longitud OP a la longitud OQ, lo cual es un intervalo menor que el mostrado en la figura 29.28c. Observe que el compensador en serie puede incluso regular el voltaje de un conductor de alimentación muy rígido (de baja impedancia).

Es necesario hacer notar que las perturbaciones de voltaje en las tres fases pueden ser bastante diferentes. Por ejemplo, una falla de línea monofásica a tierra en la red generará voltajes desequilibrados en las tres fases. Por consiguiente, los tres convertidores que conforman el compensador deben operar independientemente uno de otro para producir voltajes de línea a línea equilibrados en la entrada del centro de máquinas-herramienta.

De acuerdo con estadísticas, las caídas de voltaje representan aproximadamente el 90 por ciento de las perturbaciones que afectan a las cargas críticas en un sistema de distribución. El compensador en serie puede ser diseñado específicamente para resolver este problema porque no tiene que suministrar toda la potencia (o energía) durante la perturbación. Notablemente, la capacidad de potencia del inversor se puede reducir al mínimo adecuando su voltaje de salida a la caída esperada, en tanto que el almacenamiento de energía es determinado por su duración esperada.

Considere, por ejemplo, un conductor de alimentación trifásico de 480 V y 60 Hz que suministra 600 kVA a una carga crítica. Suponga que, en el peor caso esperado, la caída de voltaje es de 15 por ciento del voltaje de línea a neutro y que su duración esperada es de 20 ciclos. Así, el compensador en serie debe aumentar el voltaje en 15 por ciento durante la caída, mientras transporta la misma corriente de línea. Por



Figura 29.32

Este ensamblaje convertidor de ± 2 MVA se puede utilizar en un compensador en serie o en uno en derivación (DSTATCON o DVR). (Cortesía de Westinghouse Electric Corporation)

consiguiente, su capacidad de potencia sólo tiene que ser de $15\% \times 600 \text{ kVA} = 90 \text{ kVA}$ y el almacenamiento de energía requerido es $90 \text{ kW} \times 20 \text{ ciclos} \times (1/60) \text{ s} = 30 \text{ kW}\cdot\text{s} = 30 \text{ kJ}$. Tanto la capacidad de potencia como los requerimientos de almacenamiento de energía son modestos. En la práctica, por lo general el compensador en serie puede suministrar voltajes elevadores de 25, 50, 75 y 100 por ciento.

Por lo tanto, a menudo un compensador en serie es una solución más barata para el problema de caída que utilizar un cortacircuito transistorizado y un compensador en derivación a plena capacidad más almacenamiento de energía.

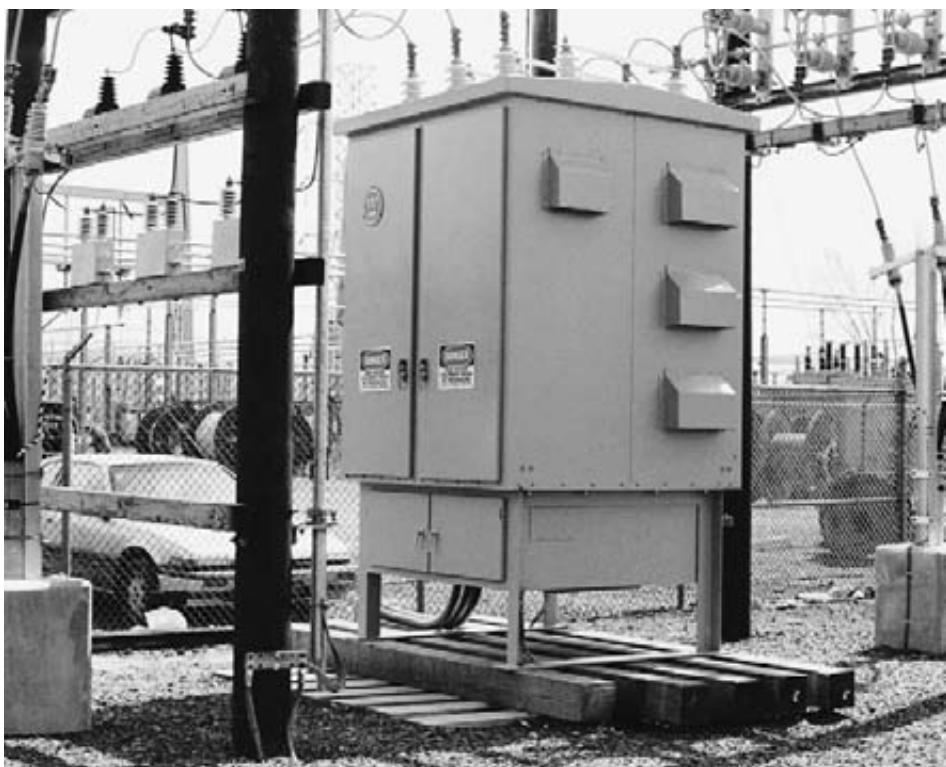
Limitación de corriente. En algunas aplicaciones, el compensador en serie puede preajustarse para limitar la corriente de cortocircuito en un conductor de alimentación rígido. Su tiempo de reacción es tan rápido que puede introducir inmediatamente un voltaje opuesto al

voltaje en el conductor de alimentación, con lo cual limita el flujo de corriente a un valor arbitrario bajo hasta que se activa el cortacircuito principal.

29.13 Conclusión

Hemos visto que los compensadores en serie (Fig. 29.32), los compensadores en derivación y los cortacircuitos estáticos (Fig. 29.33) permiten el control casi instantáneo de la potencia que fluye por las líneas de transmisión y sistemas de distribución. En todo caso, esto es posible por la rápida respuesta de los convertidores de conmutación. Algunos de estos convertidores también son capaces de controlar la forma de onda de voltajes y corrientes, con lo cual desempeñan el papel de los filtros armónicos activos.

Los convertidores también se pueden utilizar como convertidores de frecuencia de alta potencia en el rango de megawatts.

**Figura 29.33**

Este cortacircuito transistorizado (SSB) trifásico de 13.8 kV contiene tanto GTOs como tiristores. La capacidad de los GTOs es de 600 A y la de los tiristores es de 8000 A.

(Cortesía de Westinghouse Electric Corporation)

Estos nuevos dispositivos de alta potencia tendrán un profundo impacto en la administración de potencia en sistemas de suministro eléctrico. Asimismo, permiten el control dinámico de perturbaciones en sistemas, con lo cual incrementan la estabilidad de la red. Por último, mejoran el control de la potencia eléctrica, mejoran la calidad de la potencia y permiten movilizar la capacidad que no se utiliza actualmente.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 29-1 ¿Cuál es la principal diferencia entre un GTO y un tiristor?
- 29-2 Explique por qué un GTO no se puede utilizar en un convertidor PWM de alta frecuencia.

- 29-3 Un conductor que transporta corriente a 60 Hz también tiene un 23er. armónico. ¿Cuál es la frecuencia del armónico?
- 29-4 Los interruptores transistorizados de la figura 29.1a transportan una corriente alterna efectiva de 684 A. Calcule la corriente pico que fluye a través de uno de los tiristores.
- 29-5 ¿Qué entiende por conductor de alimentación rígido?
- 29-6 Un convertidor de commutación trifásico opera al ser activado por una barra colectora de cd de 2400 V. Calcule el voltaje de línea a línea rms aproximado si el convertidor opera
- En el modo de onda rectangular
 - En el modo PWM con $m = 1$

- 29-7 En el problema 29-4, calcule el tiempo más largo requerido para interrumpir la corriente de 60 Hz.
- 29-8 ¿Qué significa *control vernier* de un TCSC?
- 29-9 Explique el significado de:
- Sobrevoltaje por conmutación
 - Apagón
 - Aumento de voltaje
 - UPS

Nivel intermedio

- 29-10 Un cable conduce corriente de 870 A a 60 Hz y un 5o armónico de 124 A. Calcule el valor efectivo de la corriente.
- 29-11 En el problema 29-10, calcule el valor máximo posible de la corriente pico.
- 29-12 Remitiéndose a la figura 29.3, calcule la capacitancia de los condensadores y la inductancia de los inductores.
- 29-13 En la figura 29.6, calcule el voltaje de ca pico de línea a neutro a 60 Hz si el voltaje a través del capacitor es de 3400 V.
- 29-14 En el compensador en serie de la figura 29.12, se sabe que $E_A = 6.9 \text{ kV}$ y $E_B = 7.4 \text{ kV}$. El compensador en serie puede desarrollar un voltaje máximo de 1.5 kV y su corriente nominal es de 800 A. Calcule la potencia activa máxima que se puede intercambiar entre las regiones A y B, sabiendo que E_A y E_B están en fase.
- 29-15 Explique el principio de operación de un UPFC.
- 29-16 Remitiéndose a la figura 29.14, calcule la corriente que fluye en las líneas de transmisión de 150 kV cuando el convertidor suministra potencia monofásica nominal a 66 kV. El factor de potencia de la línea de 150 kV es de 0.96 retrasado.

- 29-17 Una carga de 6700 kW está respaldada por un compensador en derivación conectado a un grupo de baterías que operan a 240 V. El almacenamiento de energía está diseñado para 40 MJ. Calcule la capacidad en ampere-horas del paquete de baterías.
- 29-18 En el problema 29-17, ¿durante cuántos segundos la batería puede suministrar potencia a la carga antes de que su voltaje terminal comience a disminuir repentinamente?

Nivel avanzado

- 29-19 En la figura 29.31, deseamos mantener el voltaje de línea a línea de 24 kV a través de la entrada de una carga conglomerada trifásica que tiene una capacidad de 6.8 MW con factor de potencia unitario. La reactancia del conductor de alimentación es de 5Ω por fase. Se sabe que el voltaje de la fuente puede variar entre 25 kV y 26.4 kV.

Calcule

- El voltaje máximo requerido, por fase, para el compensador en serie, en el entendido de que no absorbe ni suministra potencia activa de larga duración.
- La potencia nominal del compensador
- Si ocurre una caída breve, ¿cuál es el voltaje mínimo que puede alcanzar antes de que el compensador no pueda mantener el voltaje de salida a 24 kV?
- Si ocurre un aumento breve, ¿cuál es el voltaje máximo que puede alcanzar antes de que el compensador no pueda mantener el voltaje de salida a 24 kV?
- Si el compensador puede suministrar potencia activa y reactiva durante un breve periodo, ¿cuál es el voltaje mínimo en la parte (c) y el voltaje máximo en la parte (d)?

CAPÍTULO 30

Armónicos

30.0 Introducción

A menudo, los voltajes y las corrientes en la industria son distorsionados. En la sección 2.12 del capítulo 2 estudiamos el tema de la distorsión, y se recomienda al lector revisarlo brevemente. Como se mencionó, la distorsión puede ser provocada por saturación magnética en el núcleo de un transformador, por la acción de conmutación de los tiristores o por cualquier otra carga no lineal. Una onda distorsionada está formada por un componente fundamental y uno o más armónicos. Por ejemplo, la figura 30.1 (reproducción de la figura 2.23) muestra una corriente alterna distorsionada que contiene un 5o. y 7o. armónicos y varios armónicos más altos.

30.1 Armónicos y diagramas fasoriales

Podemos representar una onda distorsionada mediante un diagrama fasorial compuesto. Éste indica la frecuencia, la amplitud y el valor inicial de cada componente sinusoidal. La amplitud es igual al valor pico del voltaje o de la corriente. Por ejemplo, el diagrama fa-

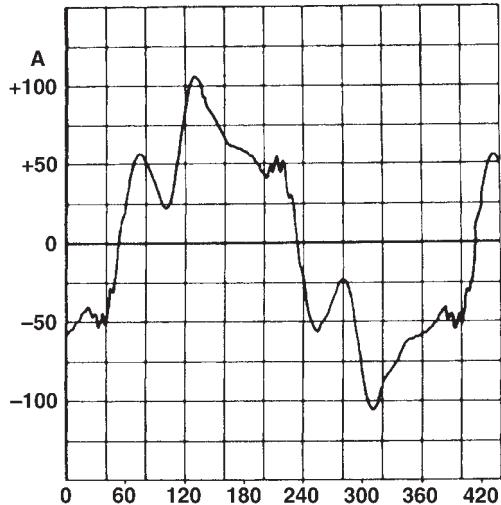
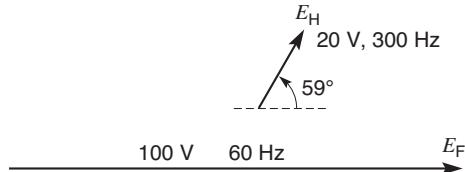


Figura 30.1

Forma de onda de una corriente a 60 Hz distorsionada que tiene un valor eficaz de 62.5 A. La corriente contiene los siguientes componentes: fundamental (60 Hz): 59 A; 5o. armónico: 15.6 A; 7o. armónico: 10.3 A. También están presentes armónicos más altos, pero sus amplitudes son pequeñas.

**Figura 30.2**

Un voltaje distorsionado se puede representar mediante fasores que giran a diferentes velocidades. Su posición angular inicial también afecta la forma de onda.

sorial de la figura 30.2 representa un voltaje distorsionado que consta de dos componentes:

1. Un voltaje fundamental E_F que tiene una amplitud de 100 V, una frecuencia de 60 Hz y un ángulo inicial de 0° . Podemos considerar que el fasor gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj a 60 r/seg.
2. Un 5o. armónico E_H que tiene una amplitud de 20 V, una frecuencia de 300 Hz y un ángulo inicial de 59° . Este fasor también gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj, pero 5 veces más rápido que el fundamental.

El fundamental se puede expresar mediante la ecuación:

$$E_F = 100 \operatorname{sen}(\theta + 0^\circ) = 100 \operatorname{sen} 360ft$$

Asimismo, el armónico se puede expresar mediante

$$E_H = 20 \operatorname{sen}(5\theta + 59^\circ) = 20 \operatorname{sen}(5 \times 360ft + 59^\circ)$$

Por lo tanto, la onda distorsionada se puede expresar mediante la ecuación:

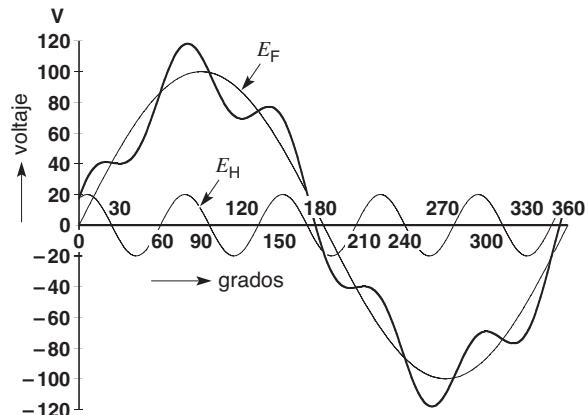
$$E = 100 \operatorname{sen}\theta + 20 \operatorname{sen}(5\theta + 59^\circ)$$

donde

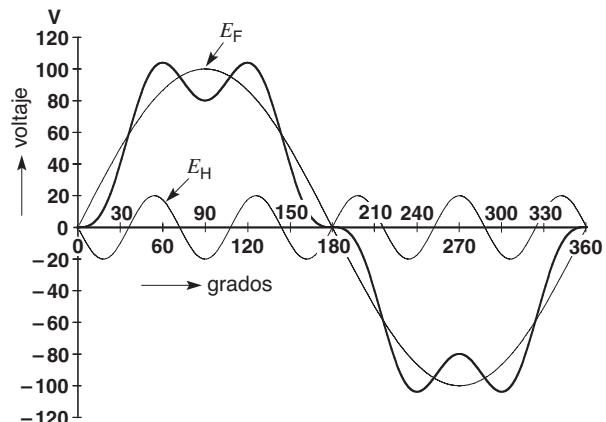
$$\theta = 360ft = 360 \times 60 \times t$$

Los ángulos se expresan en grados. En la figura 30.3 se muestra la forma de onda de un ciclo completo.

La forma de onda depende no sólo de la frecuencia y amplitud del armónico, sino también de su posición angular con respecto al fundamental. Por ejemplo, si el ángulo inicial del 5o. armónico en la figura 30.2 se cambia de 59° a 180° , el voltaje resultante tendrá la forma de cresta aplanaada ilustrada en la figura 30.4.

**Figura 30.3**

Forma de onda del voltaje generado por los fasores de la figura 30.2.

**Figura 30.4**

Forma de onda del voltaje cuando el ángulo inicial del 5o. armónico es de 180° .

30.2 Valor eficaz de una onda distorsionada

El valor eficaz de un voltaje distorsionado está dado por la ecuación:

$$E = \sqrt{E_F^2 + E_H^2} \quad (30.1)$$

donde

E = valor eficaz del voltaje distorsionado [V]

E_F = valor eficaz del fundamental [V]

E_H = valor eficaz de todos los armónicos [V]

El valor eficaz E_H de todos los armónicos está dado por la ecuación:

$$E_H = \sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_n^2} \quad (30.2)$$

donde $E_2, E_3, E_4, \dots, E_n$ son los valores efectivos del 2o., 3o., 4o., ... enésimo armónico.

Combinando las ecuaciones 30.1 y 30.2, obtenemos la expresión:

$$E = \sqrt{E_F^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_n^2} \quad (30.3)$$

Ecuaciones similares aplican en el caso de corrientes distorsionadas.

Ejemplo 30-1

Calcule el valor eficaz del voltaje distorsionado mostrado en la figura 30.3.

Solución

Valor eficaz del fundamental

$$E_F = 100/\sqrt{2} = 70.7 \text{ V}$$

Valor eficaz del 5o. armónico

$$E_5 = 20/\sqrt{2} = 14.1 \text{ V}$$

Valor eficaz del voltaje distorsionado

$$\begin{aligned} E &= \sqrt{E_F^2 + E_H^2} = \sqrt{70.7^2 + 14.1^2} \\ &= \sqrt{5197} = 72.1 \text{ V} \end{aligned}$$

Ejemplo 30-2

Una onda cuadrada tiene una amplitud de 66 V. La amplitud del fundamental es de 84 V. Calcule

- El valor eficaz de la onda cuadrada
- El valor eficaz del fundamental
- El valor eficaz de todos los armónicos

Solución

- Obviamente, el valor eficaz de la onda cuadrada es de 66 V.
- Valor eficaz del fundamental

$$E_F = E_{\max}/\sqrt{2} = 84/\sqrt{2} = 59.4 \text{ V}$$

c. Con la ecuación 30.1 obtenemos

$$E = \sqrt{E_F^2 + E_H^2}$$

$$66 = \sqrt{59.4^2 + E_H^2}$$

$$\text{de la cual } E_H = \sqrt{66^2 - 59.4^2} = 28.8 \text{ V}$$

El valor eficaz de todos los armónicos es de 28.8 V.

30.3 Factor de cresta y distorsión armónica total (THD)

Existen varias formas de describir el grado de distorsión de una corriente o de un voltaje. Dos que se utilizan con frecuencia son el *factor de cresta* y la *distorción armónica total* (THD, por sus siglas en inglés).

Por definición, el factor de cresta de un voltaje es igual al valor pico dividido entre el valor eficaz (RMS).

$$\text{factor de cresta} = \frac{\text{voltaje pico}}{\text{voltaje efectivo}} \quad (30.4)$$

En el caso de voltaje sinusoidal (que evidentemente no sufre distorsión) el factor de cresta es $\sqrt{2} = 1.41$. Una onda con un factor de cresta menor a 1.4 tiende a ser de cresta aplanaada. En cambio, un factor de cresta mayor a 1.4 indica un voltaje que tiende a ser puntiagudo.

Por definición, la distorsión armónica total (THD) de una corriente o voltaje es igual al valor eficaz de todos los armónicos dividido entre el valor eficaz del fundamental. En el caso de una corriente distorsionada, la ecuación es

$$\text{Distorsión armónica total (THD)} = \frac{I_H}{I_F} \quad (30.5a)$$

En el caso de un voltaje distorsionado, la THD está dada por

$$\text{Distorsión armónica total (THD)} = \frac{E_H}{E_F} \quad (30.5b)$$

En estas expresiones vemos que los voltajes y corrientes sinusoidales tienen una THD de cero.

Ejemplo 30-3

La corriente distorsionada mostrada en la figura 30.1 tiene un valor eficaz de 62.5 A. Sabiendo que su componente fundamental tiene un valor efectivo de 59 A, calcule

- El valor eficaz I_H de todos los armónicos
- La distorsión armónica total, en porcentaje
- El valor eficaz de todos los armónicos por encima del 7o.
- La amplitud del 7o. armónico

Solución

- Valor eficaz (o rms) de todos los armónicos

$$\begin{aligned} I_H &= \sqrt{I^2 - I_F^2} \\ &= \sqrt{62.5^2 - 59^2} = 20.6 \text{ A} \end{aligned} \quad (30.1)$$

- Factor de distorsión total

$$\begin{aligned} \text{THD} &= \frac{I_H}{I_F} \\ &= \frac{20.6}{59} = 0.349 = 34.9\% \end{aligned} \quad (30.5)$$

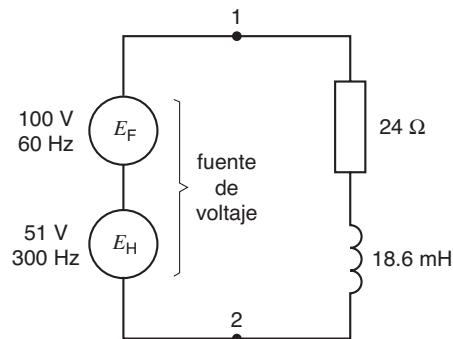
- Observando los valores del 5o. y 7o. armónicos dados en la figura 30.1, el valor eficaz de los armónicos > 7 o. es

$$\begin{aligned} I_{>7H} &= \sqrt{I_H^2 - I_5^2 - I_7^2} \\ &= \sqrt{20.6^2 - 15.6^2 - 10.3^2} \\ &= \sqrt{74.9} = 8.66 \text{ A} \end{aligned}$$

- Amplitud del 7o. armónico $= 10.3\sqrt{2} = 14.6$ A.

30.4 Armónicos y circuitos

Es importante saber cómo responde un circuito a los armónicos. En circuitos lineales compuestos de resistores, inductores, capacitores y transformadores, los diversos armónicos actúan de manera independiente. El fundamental y cada armónico se comportan como si los demás no existieran. Al resolver un circuito de este tipo para un armónico particular, las fuentes de voltaje de los demás armónicos, incluida la del fundamental, son reemplazadas por un cortocircuito. Entonces, la corriente rms total en cada ramal es igual a la suma algebraica de la corriente fundamental eficaz y los componentes armónicos.

**Figura 30.5**

Voltaje distorsionado aplicado a un circuito RL .

caz y los valores eficaces de las corrientes armónicas individuales.

Ejemplo 30-4

La figura 30.5 muestra una fuente de voltaje distorsionado compuesta de un fundamental de 100 V, 60 Hz y un 5o. armónico de 51 V, 300 Hz.* La fuente está conectada a un resistor de 24 Ω en serie con una inductancia de 18.6 mH. A 60 Hz, la inductancia tiene una reactancia

$$X_{60} = 2\pi fL = 2\pi \times 60 \times 0.0186 = 7 \Omega$$

Sin embargo, a 300 Hz la reactancia es 5 veces mayor:

$$X_{300} = 5 \times 7 \Omega = 35 \Omega$$

Como el fundamental y el 5o. armónico actúan independientemente uno del otro, podemos trazar circuitos distintos para calcular las corrientes y potencias respectivas (Figs. 30.6 y 30.7). Recordemos que siempre que se omite una fuente de voltaje, es reemplazada por un cortocircuito. De acuerdo con la figura 30.6, la impedancia del circuito a 60 Hz es

$$Z_{60} = \sqrt{24^2 + 7^2} = 25 \Omega$$

La corriente fundamental es

$$I_{60} = \frac{E_{60}}{Z_{60}} = \frac{100}{25} = 4 \text{ A}$$

* Si no se indica lo contrario, los valores de voltajes y corrientes son valores rms.

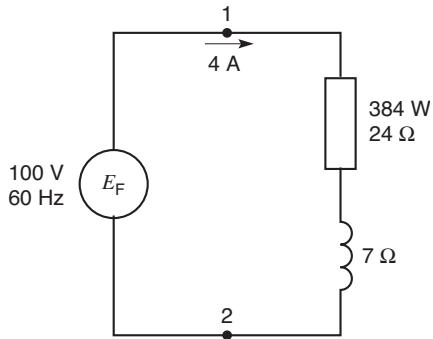


Figura 30.6
Impedancias y componente de corriente fundamental resultante.

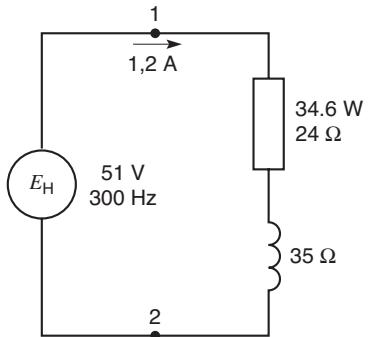


Figura 30.7
Impedancias y 5a. corriente armónica resultante.

Potencia activa disipada en el resistor

$$P_{60} = I_{60}^2 R = 4^2 \times 24 = 384 \text{ W}$$

Potencia reactiva absorbida por la reactancia

$$Q_{60} = I_{60}^2 X_{60} = 4^2 \times 7 = 112 \text{ var}$$

Potencia aparente a 60 Hz

$$S_{60} = E_{60} I_{60} = 100 \times 4 = 400 \text{ VA}$$

Factor de potencia a 60 Hz

$$PF_{60} = \frac{P_{60}}{S_{60}} = \frac{384}{400} = 0.96 \text{ o } 96\%$$

La corriente fundamental se retrasa con respecto al voltaje fundamental un ángulo:

$$\theta_{60} = \arccos 0.96 = 16.3^\circ$$

(En estos cálculos se puso en cortocircuito la fuente de 300 Hz.)

Consideremos ahora el circuito de la figura 30.7 con respecto a la 5a. corriente armónica. Procediendo como antes pero con la fuente de 60 Hz en cortocircuito, obtenemos los siguientes resultados:

Impedancia del circuito a 300 Hz

$$Z_{300} = \sqrt{24^2 + 35^2} = 42.4 \Omega$$

La 5a. corriente armónica

$$I_{300} = \frac{E_{300}}{Z_{300}} = \frac{51}{42.4} = 1.2 \text{ A}$$

Potencia armónica activa disipada en el resistor

$$P_{300} = I_{300}^2 R = 1.2^2 \times 24 = 34.6 \text{ W}$$

Las potencias reactivas y aparentes no están definidas para voltajes y corrientes armónicos, así que las ignoramos. Sólo consideramos las potencias activas armónicas.

La corriente armónica se retrasa con respecto al voltaje armónico un ángulo:

$$\theta_{300} = \arctan \frac{X_{300}}{R} = \arctan \frac{35}{24} = 55.6^\circ$$

Ahora podemos combinar las corrientes y voltajes fundamentales y armónicos como sigue:

Corriente eficaz total en el circuito

$$I = \sqrt{I_{60}^2 + I_{300}^2} = \sqrt{4^2 + 1.2^2} = 4.18 \text{ A}$$

Voltaje a 60 Hz a través del resistor

$$E_{R60} = R I_{60} = 24 \times 4 = 96 \text{ V}$$

Voltaje a 300 Hz a través del resistor

$$E_{R300} = R I_{300} = 24 \times 1.2 = 28.8 \text{ V}$$

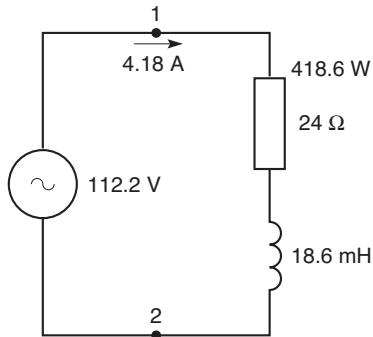
Voltaje eficaz total a través del resistor

$$E_R = \sqrt{E_{R60}^2 + E_{R300}^2} = \sqrt{96^2 + 28.8^2} = 100.2 \text{ V}$$

Voltaje eficaz total a través de la fuente

$$E = \sqrt{E_{60}^2 + E_{300}^2} = \sqrt{100^2 + 51^2} = 112.2 \text{ V}$$

La corriente de 4.18 A y el voltaje de 112.2 V (Fig. 30.8) son los valores que serían leídos por instrumentos diseñados para tomar lecturas rms.

**Figura 30.8**

Voltajes y corrientes efectivos producidos por los componentes fundamentales y armónicos.

Potencia total disipada en el resistor

$$P_{\text{total}} = P_{60} + P_{300} = 384 + 34.6 = 418.6 \text{ W}$$

Ésta también es la potencia activa total suministrada por la fuente. Corresponde a la potencia que indicaría un vatímetro si estuviera conectado al circuito.

30.5 Factor de potencia de desplazamiento y factor de potencia total

En la sección 7.9 del capítulo 7 estudiamos el concepto de factor de potencia. Debemos ampliar su significado cuando existen corrientes y voltajes distorsionados. Entonces utilizamos los términos *factor de potencia de desplazamiento* y *factor de potencia total*.

En un circuito monofásico, la potencia aparente total es igual al producto del voltaje eficaz por la corriente eficaz. En el ejemplo 30.4, y refiriéndonos a la figura 30.8, tenemos

$$\begin{aligned} S_{\text{total}} &= E_{\text{RMS de fuente}} \times I_{\text{RMS de fuente}} \\ &= 112.2 \times 4.18 = 469 \text{ VA} \end{aligned}$$

El *factor de potencia total* es igual a la potencia activa total dividida entre la potencia aparente total:

$$PF_{\text{total}} = \frac{P_{\text{total}}}{S_{\text{total}}} \quad (30.6)$$

Como la potencia activa total de nuestro ejemplo es de 418.6 W, obtenemos:

$$\begin{aligned} PF_{\text{total}} &= \frac{P_{\text{total}}}{S_{\text{total}}} \\ &= \frac{418.6 \text{ W}}{469 \text{ VA}} = 0.893 \text{ o } 89.3\% \end{aligned}$$

Sin embargo, el factor de potencia tradicional está dado por el coseno del ángulo entre el voltaje fundamental y la corriente fundamental. Cuando hay armónicos, este factor de potencia se llama *factor de potencia de desplazamiento*.

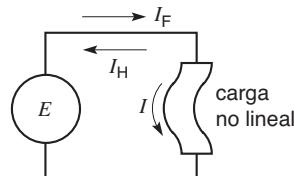
$$PF_{\text{desplazamiento}} = \cos \phi \quad (30.7)$$

En el ejemplo 30.4, y refiriéndonos a la figura 30.6, el factor de potencia de desplazamiento es igual a $\cos 16.3^\circ = 0.96$ o 96%. Cuando no hay armónicos, el factor de potencia de desplazamiento, el factor de potencia total y el factor de potencia tradicional tienen el mismo valor.

30.6 Cargas no lineales

Considere un voltaje sinusoidal E conectado a una carga no lineal (Fig. 30.9). La carga puede ser una reactancia saturable, un rectificador o un juego de interruptores mecánicos que se abren y cierran periódicamente.

A causa de la no linealidad, la corriente no será sinusoidal. Contendrá un componente fundamental I_F y componentes armónicos I_H . El voltaje sinusoidal E produce el componente fundamental, pero la carga

**Figura 30.9**

Una fuente sinusoidal conectada a una carga no lineal produce una corriente fundamental I_F y la carga genera corrientes armónicas I_H .

genera los componentes armónicos. Obviamente, las corrientes armónicas fluyen en la fuente sinusoidal E así como en la carga.

En lo que se refiere al componente fundamental de la corriente, puede retrasarse, adelantarse o estar en fase con el voltaje E . Por lo tanto, podemos atribuir potencias activas y reactivas tradicionales a esta carga no lineal. Sin embargo, el producto del voltaje fundamental y cualquiera de las corrientes armónicas produce una potencia cero.

30.7 Generación de armónicos

El proceso mediante el cual se crean los armónicos es bastante notable. Considere, por ejemplo, el circuito de la figura 30.10a, en la que un voltaje sinusoidal de 1000 V, 60 Hz está conectado a un resistor de 10Ω en serie con un interruptor. Éste se abre y cierra periódicamente en sincronía con la frecuencia de 60 Hz. La figura 30.10b muestra que el interruptor se cierra durante la última mitad de cada medio ciclo. Suponemos

que el interruptor es ideal ya que no produce chispas ni tiene pérdidas.

Si el interruptor siempre estuviera cerrado, el voltaje a través del resistor sería sinusoidal y la corriente sería $1000 \text{ V}/10 \Omega = 100 \text{ A}$. La potencia disipada en forma de calor sería

$$P = I^2R = 100^2 \times 10 = 100 \text{ kW}$$

Sin embargo, como el interruptor está abierto la mitad del tiempo, la potencia disipada será la mitad de 100 kW, es decir, 50 kW. Entonces la corriente sinusoidal recortada tiene un valor efectivo de 70.7 A, porque $P = I^2R = (70.7 \text{ A})^2 \times 10 \Omega = 50 \text{ kW}$.

El interruptor síncrono no se calienta porque la corriente es cero cuando el interruptor está abierto y el voltaje a través de sus terminales es cero siempre que está cerrado. Por consiguiente, el interruptor no absorbe potencia activa neta.

Si descomponemos la corriente recortada en sus componentes fundamental y armónico, descubriremos que contiene un componente fundamental de 60 Hz y 59.3 A, retrasado 32.5° con respecto al voltaje (Fig. 30.11). Su valor pico es $59.3\sqrt{2} = 84 \text{ A}$. El factor de potencia de desplazamiento es $\cos 32.5^\circ =$

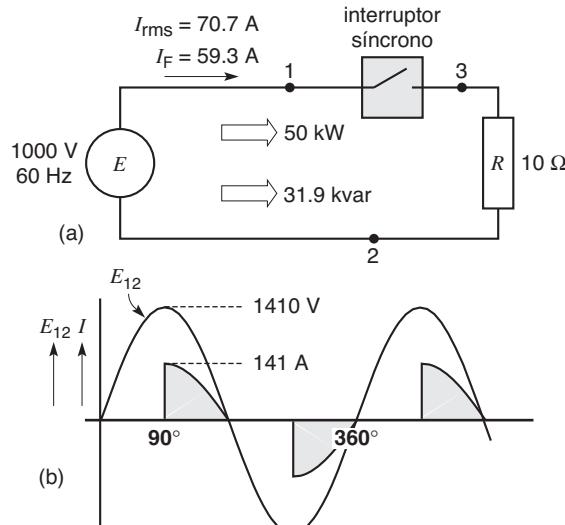


Figura 30.10

- a. Un interruptor síncrono en serie con un resistor absorbe potencia reactiva cuando el flujo de corriente es retrasado por la acción de comutación.
- b. Forma de onda de la corriente recortada.

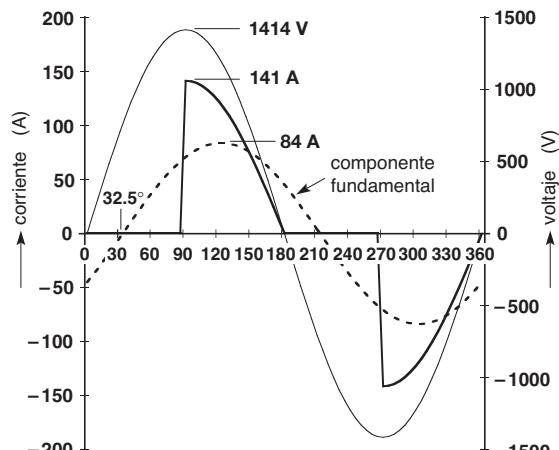


Figura 30.11

- La corriente recortada contiene un componente fundamental de 60 Hz cuya amplitud es de 84 A y que se retrasa 32.5° con respecto al voltaje de la fuente.

0.843, u 84.3%. Por lo tanto, obtenemos los siguientes resultados:

Potencia fundamental aparente suministrada por la fuente

$$S = EI = 1000 \text{ V} \times 59.3 \text{ A} = 59.3 \text{ kVA}$$

Potencia fundamental activa suministrada por la fuente

$$P = S \times PF = 59.3 \times 0.843 = 50 \text{ kW}$$

Potencia fundamental reactiva suministrada por la fuente

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{59.3^2 - 50^2} = 31.9 \text{ kvar}$$

Esto indica que la carga compuesta del interruptor síncrono y el resistor absorbe potencia reactiva aun cuando no exista campo magnético alguno.

El resistor no puede absorber potencia reactiva, así que el interruptor síncrono debe absorberla. Éste es un hallazgo de gran importancia.

En lo que respecta al resistor de 10Ω , absorbe una potencia activa fundamental:

$$P = I^2R = 59.3^2 \times 10 \Omega = 35.2 \text{ kW}$$

Como la fuente suministra potencia activa fundamental de 50 kW y el resistor absorbe sólo 35.2 kW de ella, el interruptor síncrono debe absorber la potencia restante: $P_{\text{interruptor}} = (50 - 35.2) = 14.8 \text{ kW}$.

Además, como la fuente suministra 31.9 kvar y el resistor no absorbe nada de esta potencia, el interruptor también debe absorberla: $Q_{\text{interruptor}} = 31.9 \text{ kvar}$.

Acabamos de ver que el interruptor absorbe 14.8 kW de potencia activa fundamental. Pero si absorbe 14.8 kW debe suministrar una cantidad igual; de lo contrario se calentaría con demasiada rapidez. Pero sabemos que este interruptor ideal no se calienta en absoluto. Entonces, ¿qué pasó con la potencia fundamental?

La respuesta es que se convierte de inmediato en potencia armónica de magnitud igual. La potencia armónica P_H de 14.8 kW generada por el interruptor es absorbida entonces por el resistor de 10Ω .

En la figura 30.12 se ilustran los flujos de potencia fundamental y armónica. Observe que la suma de la potencia fundamental de 35.2 kW más la potencia armónica de 14.8 kW en realidad sí es igual a los 50 kW disipados por el resistor.

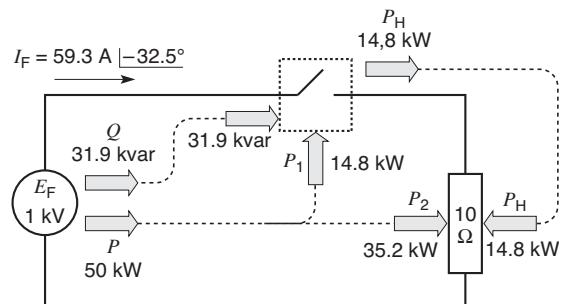


Figura 30.12

Círculo que muestra el flujo de potencia fundamental activa y reactiva y la potencia armónica P_H .

Ahora es evidente que el interruptor funciona como *convertidor de frecuencia*. Convierte la potencia activa fundamental a 60 Hz en una serie de potencias armónicas. Podemos comprobar que la serie se compone de todos los armónicos impares a partir del tercer armónico $f_H = 3 \times 60 \text{ Hz} = 180 \text{ Hz}$.

Como sabemos que el interruptor transporta una corriente fundamental de 59.3 A y que absorbe $P_{\text{interruptor}} = 14.8 \text{ kW}$ y $Q_{\text{interruptor}} = 31.9 \text{ kvar}$, podemos representarlo mediante un resistor R_i en serie con una reactancia inductiva X_i (Fig. 30.13a). Sus valores son, respectivamente,

$$R_i = P/I^2 = 14.8 \times 1000/59.3^2 = 4.21 \Omega$$

$$X_i = Q/I^2 = 31.9 \times 1000/59.3^2 = 9.07 \Omega$$

En lo concerniente a los componentes fundamentales (60 Hz), el modelo de la figura 30.13a es una representación perfecta del circuito. Sin embargo, la “resistencia” R_i simplemente simula la potencia activa fundamental absorbida, la cual es convertida de inmediato en potencia armónica.

Vimos que el valor eficaz de la corriente en el circuito es 70.7 A y que su componente fundamental tiene un valor de 59.3 A. Por consiguiente, el valor efectivo de todas las corrientes armónicas es

$$I_H = \sqrt{I^2 - I_F^2} = \sqrt{70.7^2 - 59.3^2} = 38.5 \text{ A}$$

Así, el voltaje armónico a través del resistor de 10Ω es $E = IR = 38.5 \text{ A} \times 10 \Omega = 385 \text{ V}$. Por lo tanto, en cuanto a los armónicos, el interruptor síncrono se puede considerar como una fuente de voltaje distorsio-

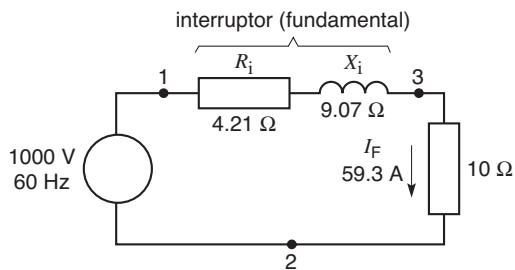


Figura 30.13a
Circuito equivalente para los componentes fundamentales.

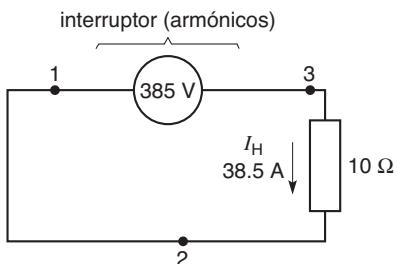


Figura 30.13b
Circuito equivalente para todos los componentes armónicos.

nado de 385 V (Fig. 30.13b). La potencia armónica desarrollada por esta fuente es de $385 \text{ V} \times 38.5 \text{ A} = 14.8 \text{ kW}$ y se deriva de la potencia fundamental a 60 Hz que fue transformada por el interruptor.

30.8 Corrección del factor de potencia

Dado que el interruptor síncrono absorbe una potencia reactiva de 31.9 kvar, es razonable suponer que un capacitor podría suministrar esta potencia reactiva. Conectemos un capacitor de 31.9 kvar en paralelo con la fuente (Fig. 30.14). El capacitor absorberá una corriente de $31.9 \text{ kvar}/1000 \text{ V} = 31.9 \text{ A}$. Así, la fuente sólo tendrá que suministrar una potencia activa de 50 kW, lo que implica una corriente fundamental de 50 A en fase con la fuente de 1000 V.

Pero la presencia del capacitor no afecta el voltaje entre las terminales 1 y 2. Por consiguiente, la corriente recortada que fluye en el interruptor y el resistor de 10Ω permanece sin cambios.

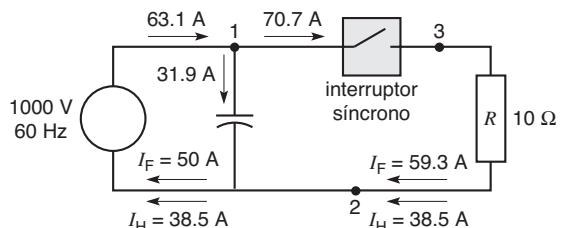


Figura 30.14
El capacitor puede suministrar la potencia reactiva absorbida por el interruptor síncrono.

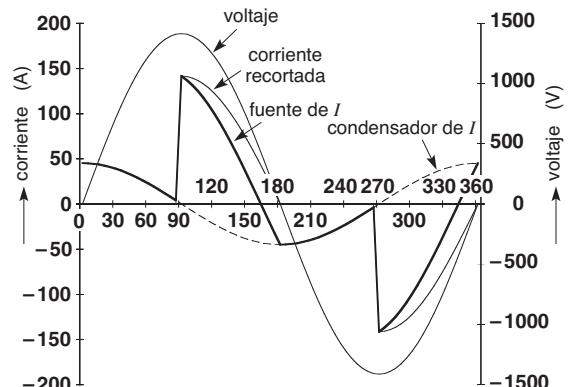


Figura 30.15
Forma de onda de la corriente que fluye en la fuente de 1000 V cuando el capacitor (Fig. 30.14) está en el circuito.

Sin embargo, el componente armónico de 38.5 A continúa fluyendo en la fuente de 1000 V porque aparece como cortocircuito para todos los armónicos. Como resultado, con el capacitor instalado, la nueva corriente efectiva que fluye en la fuente es $I = \sqrt{(50^2 + 38.5^2)} = 63.1 \text{ A}$.

Por lo tanto, la adición del capacitor reduce la corriente en la fuente de 1000 V de 70.7 A (Fig. 30.10) a 63.1 A (Fig. 30.14). La forma de onda de la corriente en la fuente es igual a la suma de la corriente recortada que fluye en el resistor y el interruptor, más la corriente sinusoidal absorbida por el capacitor (Fig. 30.15). El valor pico de ésta es $31.9\sqrt{2} = 45 \text{ A}$.

El ejemplo que hemos estudiado demuestra la naturaleza y el origen de los armónicos. También mues-

tra el origen de la potencia reactiva en circuitos no lineales. Estos conceptos permiten entender mejor los armónicos generados por los convertidores electrónicos y otros dispositivos no lineales.

30.9 Generación de potencia reactiva

En la sección anterior vimos que una carga no lineal puede absorber potencia reactiva. Dependiendo de la relación entre el voltaje y la corriente fundamentales, una carga no lineal también puede *generar* potencia reactiva.

Considere el circuito de la figura 30.16. Es idéntico a la figura 30.10 excepto que el interruptor síncrono está cerrado durante la primera mitad de cada medio ciclo y no en la última mitad. El componente fundamental de la corriente en el circuito es nuevamente de 59.3 A, pero va 32.5° *delante* del voltaje (Fig. 30.17) en lugar de ir 32.5° *detrás*. Como resultado, la fuente de 1000 V suministra de nuevo 50 kW de potencia activa, pero absorbe 31.9 kvar de potencia reactiva. Esta potencia reactiva sólo puede proveer-

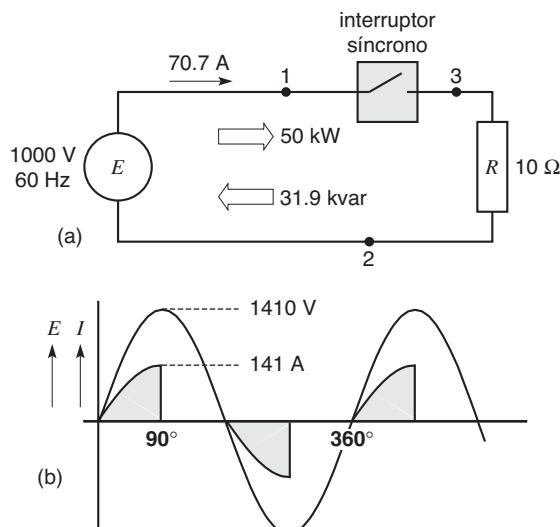


Figura 30.16

- Un interruptor síncrono en serie con un resistor suministra potencia reactiva cuando la acción de conmutación avanza el flujo de corriente.
- Forma de onda de la corriente en el circuito.

nir del interruptor porque el resistor lineal no puede proporcionarla.

En cuanto a los componentes fundamentales, se pueden representar mediante el circuito de la figura 30.18a. El interruptor se comporta como una resistencia en serie con un capacitor, aun cuando el “capacitor” no produzca un campo electrostático. Como en el caso de la figura 30.13a, la resistencia de 4.21Ω representa el elemento que absorbe la potencia fundamental de 14.8 kW, la cual es convertida de inmediato en potencia armónica. Como cuestión de interés, se muestra el diagrama fasorial de los voltajes y corrientes fundamentales (Fig. 30.18b).

El hecho de que un dispositivo no lineal, como un interruptor sincrónico, pueda absorber o suministrar potencia reactiva, revela muchas posibilidades interesantes. Estos capacitores e inductores artificiales, creados por conmutación, son menos voluminosos que sus contrapartes de la vida real y sólo almacenan cantidades mínimas de energía (joules). Como la energía almacenada es muy pequeña, las potencias reactivas se pueden cambiar casi al instante. El compensador sincrónico estático estudiado en la sección 29.3, es un ejemplo práctico de la manera en que la potencia reactiva es generada y absorbida utilizando interruptores electrónicos.

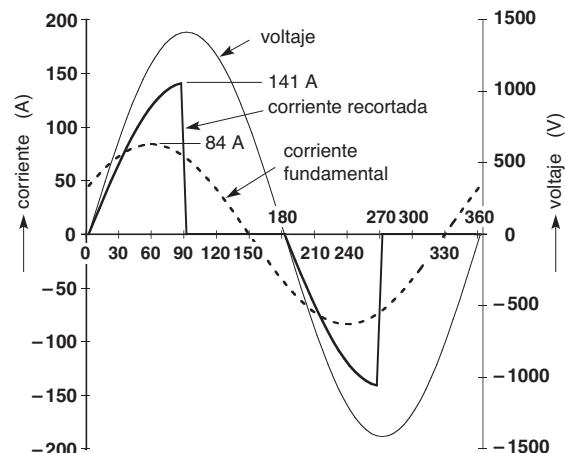
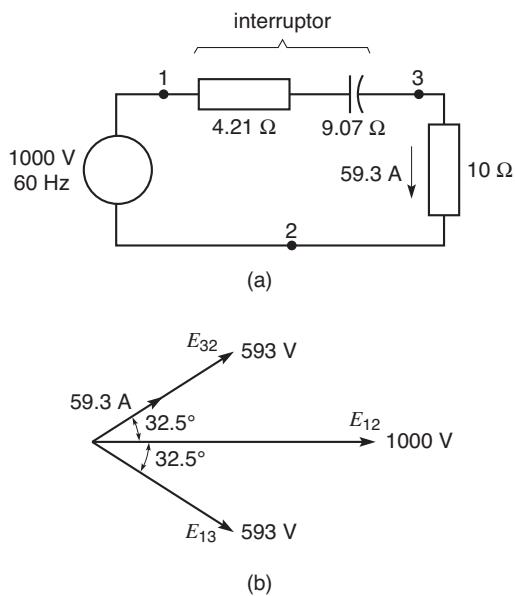


Figura 30.17

- La corriente recortada contiene un componente fundamental de 60 Hz que tiene un valor pico de 84 A. La corriente se adelanta 32.5° al voltaje aplicado.

**Figura 30.18**

- Círculo equivalente para los componentes fundamentales de la figura 30.16.
- Diagrama fasorial de los voltajes y corrientes fundamentales.

EFFECTO DE LOS ARMÓNICOS

Ahora que ya conocemos la naturaleza de los armónicos, ¿cuál es su efecto en el equipo eléctrico? Para ilustrarlo, estudiaremos algunos ejemplos prácticos.

30.10 Corriente armónica en un capacitor

Cuando un capacitor transporta una corriente distorsionada, el voltaje a través de sus terminales no tiene la misma forma de onda que la corriente. La razón es que la reactancia capacitiva no es la misma a las frecuencias fundamental y armónica. Los armónicos también afectan las pérdidas en el dieléctrico que separa las placas metálicas. Para una primera aproximación, las pérdidas son proporcionales a la frecuencia y al cuadrado del voltaje correspondiente a través del capacitor.

Ejemplo 30-5

Un capacitor de $442 \mu\text{F}$, 600 V y 60 Hz tiene pérdidas de 20 W cuando se aplica voltaje sinusoidal nominal a través de sus terminales. El capacitor está instalado en una fábrica donde transporta simultáneamente una corriente fundamental de 100 A , 60 Hz y una corriente armónica de 80 A , 300 Hz . La corriente armónica va 25° adelante de la fundamental. Como el valor pico es $\sqrt{2}$ veces el valor eficaz, la corriente distorsionada se puede describir mediante la siguiente ecuación:

$$I = 100\sqrt{2} \sin \theta + 80\sqrt{2} \sin(5\theta + 25^\circ)$$

Deseamos calcular

- El valor eficaz y la THD de la corriente en el capacitor
- El valor eficaz y la THD del voltaje a través de sus terminales
- El valor aproximado de las pérdidas

Solución

- El valor eficaz de la corriente distorsionada es

$$I = \sqrt{(100^2 + 80^2)} = 128 \text{ A}$$

$$\text{THD} = I_H/I_F = 80 \text{ A}/100 \text{ A} = 80\%$$

- Reactancia del capacitor a 60 Hz

$$X_{60} = 1/2\pi f C = 10^6/(2\pi \times 60 \times 442) = 6 \Omega$$

Reactancia a 300 Hz

$$X_{300} = (60 \text{ Hz}/300 \text{ Hz}) \times 6 \Omega = 1.2 \Omega$$

Voltaje fundamental a través del capacitor

$$E_F = IX_{60} = 100 \times 6 = 600 \text{ V}$$

Voltaje armónico a través del capacitor

$$E_H = IX_{300} = 80 \times 1.2 = 96 \text{ V}$$

Voltaje eficaz total a través del capacitor

$$E = \sqrt{E_H^2 + E_F^2} = \sqrt{600^2 + 96^2} = 608 \text{ V}$$

THD de voltaje

$$\text{THD} = E_H/E_F = 96/600 = 16\%$$

Observe que la THD del voltaje (16%) es mucho menor que la THD de la corriente (80%).

La ecuación del voltaje E a través de las terminales se deduce de la de la corriente I ,

recordando que los voltajes fundamental y armónico están 90° detrás de las corrientes correspondientes:

$$E = 600\sqrt{2} \operatorname{sen}(\theta - 90^\circ) + \\ 96\sqrt{2} \operatorname{sen}(5\theta + 25^\circ - 90^\circ)$$

de la cual

$$E = 600\sqrt{2} \operatorname{sen}(\theta - 90^\circ) + \\ 96\sqrt{2} \operatorname{sen}(\theta - 65^\circ)$$

La figura 30.19 muestra la forma de onda de la corriente y del voltaje en el capacitor. Podemos ver que el voltaje está menos distorsionado que la corriente. Esto es de esperarse porque la reactancia a 300 Hz es 5 veces menor que aquella a 60 Hz.

- c. Sabiendo que los voltajes armónico y fundamental se pueden tratar por separado, podemos estimar las pérdidas asociadas con cada uno. Recordemos que las pérdidas a 600 V, 60 Hz = 20 W.

Las pérdidas originadas por el 5o. armónico se calcularán con base en las pérdidas a 60 Hz. Suponemos que son proporcionales a la frecuencia y al cuadrado del voltaje. Por consiguiente, las pérdidas a 96 V, 300 Hz son

$$P_{300 \text{ Hz}} = 20 \text{ W} \times \frac{300 \text{ Hz}}{60 \text{ Hz}} \times \left(\frac{96 \text{ V}}{600 \text{ V}} \right)^2 \\ = 2.6 \text{ W}$$

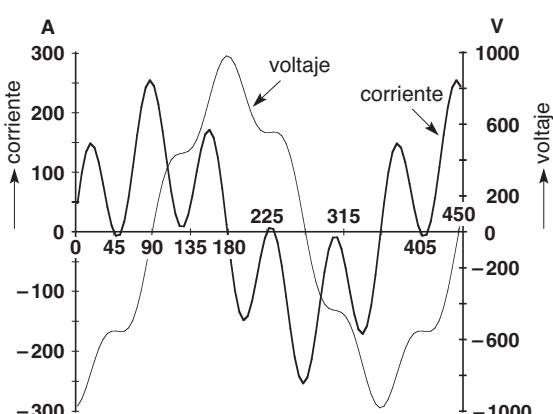


Figura 30.19

Corriente distorsionada en un capacitor y voltaje resultante a través de sus terminales.
Vea el ejemplo 30-5.

Las pérdidas totales son $20 \text{ W} + 2.6 \text{ W} = 22.6 \text{ W}$. La presencia de la corriente armónica ha incrementado las pérdidas un 13%.

30.11 Corrientes armónicas en un conductor

Siempre que fluye una corriente armónica en un conductor, incrementa las pérdidas y eleva su temperatura.

Ejemplo 30-6

Un cable n.º 4 AWG de 75 m de largo tiene una resistencia de $25.7 \text{ m}\Omega$ cuando conduce una corriente de 100 A a 60 Hz. Su temperatura es entonces de 70° C en un ambiente de 25° C .

Después de instalar un control electrónico, se vio que el cable transporta una 7a. corriente armónica adicional de 50 A y 420 Hz. Deseamos calcular las nuevas pérdidas en el cable y el aumento de temperatura aproximado.

Solución

- a. Pérdidas en el cobre originales provocadas por la corriente de 100 A

$$P_F = I_F^2 R = 100^2 \times 0.0257 = 257 \text{ W}$$

Suponiendo que la resistencia del cable no cambia cuando transporta la corriente armónica adicional, las pérdidas provocadas por el componente armónico son

$$P_H = I_H^2 R = 50^2 \times 0.0257 = 64 \text{ W}$$

Las nuevas pérdidas son $257 + 64 = 321 \text{ W}$, lo cual es un incremento de 25% en comparación con los 257 W. Por consiguiente, la temperatura aumentará 25%. Como el aumento anterior de la temperatura fue $(70 - 25) = 45^\circ \text{ C}$, el nuevo aumento de la temperatura será $1.25 \times 45^\circ \text{ C} = 56^\circ \text{ C}$. Entonces la temperatura del cable aumentará a aproximadamente $(25^\circ \text{ C} + 56^\circ \text{ C}) 81^\circ \text{ C}$.

30.12 Voltaje distorsionado y flujo en una bobina

En la sección 9.2 del capítulo 9 vimos que el flujo pi-
co ϕ de una bobina está dado por la ecuación:

$$\phi_{\max} = \frac{E}{4.44 f N} \quad (9.2)$$

donde E es el voltaje sinusoidal eficaz, f es la frecuencia y N es el número de vueltas en la bobina. ¿Qué sucede si el voltaje aplicado se distorsiona? Para responder la pregunta, consideremos el ejemplo siguiente.

Ejemplo 30-7

Se conecta un voltaje distorsionado a través de las terminales de una bobina de 1200 vueltas. El voltaje tiene un componente fundamental de 150 V, 60 Hz y un 3er. armónico de 120 V, 180 Hz. El armónico va 135° detrás del fundamental. Por consiguiente, los voltajes respectivos se pueden expresar mediante las ecuaciones:

$$E_F = 150\sqrt{2} \sin \theta = 212 \sin \theta$$

$$E_H = 120\sqrt{2} \sin(3\theta - 135^\circ) = 170 \sin(3\theta - 135^\circ)$$

Deseamos determinar

- La forma de onda y el valor eficaz del voltaje distorsionado
- La forma de onda del flujo y su valor pico

Solución

- La forma de onda del voltaje distorsionado se muestra en la figura 30.20a. Su valor eficaz es

$$E = \sqrt{(150^2 + 120^2)} = 192 \text{ V}$$

Como en ejemplos anteriores, los voltajes fundamental y armónico respectivos actúan independientemente uno de otro. Por consiguiente, con la ecuación 9.2 podemos determinar el flujo creado por cada uno. El flujo fundamental tiene un valor pico:

$$\begin{aligned} \phi_{60 \text{ máx}} &= \frac{E}{4.44 f N} \\ &= \frac{150}{4.44 \times 60 \times 1200} = 469 \mu\text{Wb} \end{aligned}$$

El flujo es sinusoidal, pero está retrasado 90° con respecto al voltaje (como se ve en la figura 9.1 del capítulo 9). Por lo tanto, la ecuación del flujo fundamental, en microwebers, es

$$\phi_F = 469 \sin(\theta - 90^\circ)$$

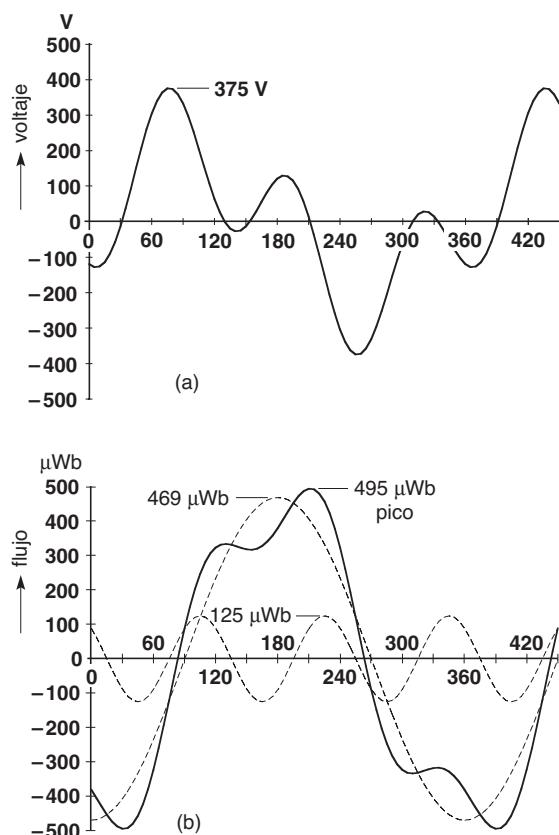


Figura 30.20

- Voltaje distorsionado aplicado a una bobina.
- Flujo magnético resultante y sus componentes. Vea el ejemplo 30-7.

Del mismo modo, el valor pico del flujo del 3er. armónico está dado por

$$\begin{aligned} \phi_{180 \text{ máx}} &= \frac{E}{4.44 f N} \\ &= \frac{120}{4.44 \times 180 \times 1200} = 125 \mu\text{Wb} \end{aligned} \quad (9.2)$$

Este flujo también se retrasa 90° con respecto al voltaje armónico, así que su ecuación es

$$\begin{aligned} \phi_H &= 125 \sin(3\theta - 135^\circ - 90^\circ) \\ &= 125 \sin(3\theta - 225^\circ) \end{aligned}$$

El flujo total en el interior de la bobina es igual a la suma de los flujos instantáneos (Fig. 30.20b). Alcanza un valor pico de $495 \mu\text{Wb}$. Observe que su forma de onda es muy diferente a la del voltaje aplicado.

Además, la forma de onda del flujo está menos distorsionada. La razón es que para un voltaje dado, la amplitud del flujo es inversamente proporcional a la frecuencia.

Si la bobina contiene un núcleo de hierro, éste se calentará a causa de las pérdidas por histéresis y corrientes parásitas. Como una primera aproximación, las pérdidas totales en el hierro son iguales a la suma de las pérdidas fundamental y armónica. Para calcularlas, debemos consultar las curvas de pérdidas del material del núcleo.

30.13 Corrientes armónicas en un sistema de distribución trifásico de 4 hilos

Los sistemas de iluminación de edificios comerciales e industriales con frecuencia utilizan lámparas fluorescentes y de halógeno que están conectadas entre la línea y el neutro de un conductor de alimentación trifásico de 4 hilos. Lo mismo sucede con las computadoras y otros dispositivos electrónicos monofásicos. El problema es que, por lo general, estos dispositivos absorben corrientes no sinusoidales que contienen un fuerte 3er. armónico. Cuando las cargas en las tres fases están equilibradas, los componentes fundamentales se cancelan en el conductor neutro porque su suma fasorial es cero (vea la sección 8.8 del capítulo 8). Lo mismo es cierto para todos los armónicos, *excepto* para aquellos que son múltiplos de tres. Desafortunadamente, en lugar de cancelarse, los armónicos 3o., 9o., 15o., etc., se agregan en el conductor neutro. Por consiguiente, estos componentes triplen son 3 veces más grandes en el conductor neutro que en las líneas.

La figura 30.21 muestra la forma de onda de la corriente que fluye en una fase de un conductor de alimentación trifásico de 4 hilos que suministra potencia a un sistema de iluminación en un hangar. Las luces están conectadas entre la línea y el neutro del sistema de $347 \text{ V}/600 \text{ V}$. Las corrientes en las otras dos líneas tienen la misma forma de onda, excepto que están desplazadas 120° .

La corriente rms de línea es de 113 A y la corriente en el neutro es de 45 A. Después de analizar la for-

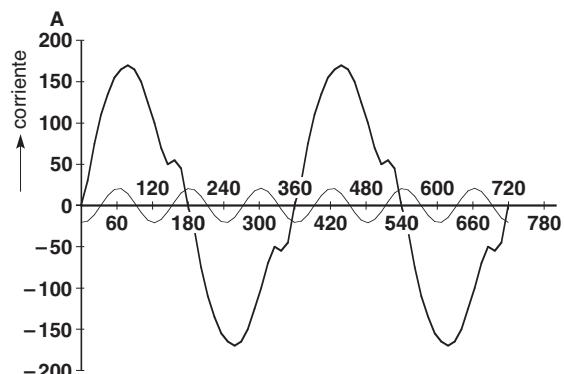


Figura 30.21

Corriente distorsionada de 113 A y 3er. componente armónico de 15 A que fluye en cada línea de un alimentador trifásico de 4 conductores.

ma de onda de la corriente de línea, se encontró que tiene los siguientes componentes:

fundamental (60 Hz):	112 A
3er. armónico:	15 A
5o. armónico:	6.6 A
7o. armónico:	2.4 A

Los resultados de prueba confirman que la 3a. corriente armónica en el neutro (45 A) es de hecho 3 veces mayor que en las líneas (15 A).

Es fácil entender por qué las corrientes de línea de 3er. armónico se acumulan en el neutro. La figura 30.21 muestra la forma de onda de las corrientes de línea y su 3er. componente armónico. Comparando el armónico con la onda distorsionada, vemos que se repite cada 120° . Como las corrientes de línea distorsionadas están desplazadas 120° entre sí, entonces las corrientes de 3er. armónico en las tres líneas están en fase. Por consiguiente, se acumulan en el neutro.

En algunos casos el 3er. armónico es tan grande que el neutro se sobrecalienta y se deben tomar medidas especiales para reducir la corriente. Una forma de bloquearlo es interponer un transformador conectado en delta-estrella entre la fuente y la carga. En estas condiciones, el 3er. armónico en el lado primario (conexión en delta) no puede fluir en las líneas porque no hay un retorno neutro. Sin embargo, la 3a. corriente armónica continuará fluyendo en los devanados conectados en estrella, así como en los devanados conectados en del-

ta. En realidad, el transformador actúa como filtro en lo concerniente al 3er. armónico. Desafortunadamente, los demás armónicos (5o., 7o., etc.) que fluyen en el conductor de alimentación secundario continúan haciéndolo en el conductor de alimentación primario.

30.14 Armónicos y resonancia

Los armónicos creados por cargas no lineales, como convertidores electrónicos, pueden producir condiciones de resonancia. Para entender el problema, iniciaremos con una breve introducción, seguida por una aplicación industrial.

Ejemplo 30-8

La figura 30.22 muestra una fábrica que es abastecida por un conductor de alimentación a 60 Hz de mediano voltaje que suministra un voltaje E_S . El conductor de alimentación tiene una impedancia X_S (vea el recuadro). El conductor de alimentación está conectado a un transformador reductor T que tiene una relación de

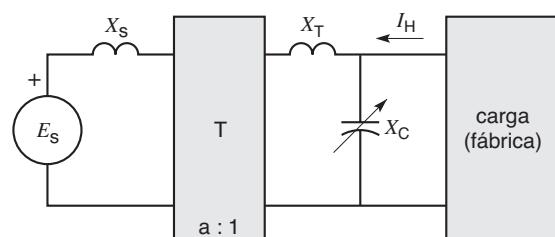


Figura 30.22

Fuente de mediano voltaje y transformador conectados a una fábrica que contiene algunas cargas no lineales.

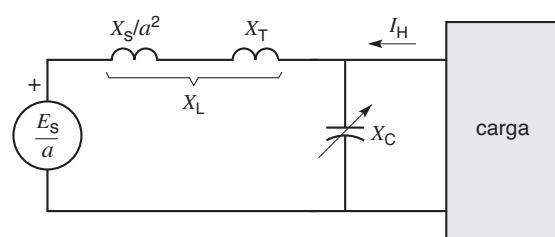


Figura 30.23

Circuito de la figura 30.22 en el que las reactancias son transferidas al lado secundario del transformador.

IMPEDANCIA DE UN CONDUCTOR DE ALIMENTACIÓN TRIFÁSICO

La impedancia de un alimentador trifásico se deduce usualmente de su capacidad en cortocircuito (o MVA en cortocircuito). Está dada por la fórmula:

$$S_{SC} = \frac{E_S^2}{X_S} \quad (30.8a)$$

o

$$X_S = \frac{E_S^2}{S_{SC}} \quad (30.8b)$$

donde

S_{SC} = capacidad en cortocircuito del conductor de alimentación [MVA]

E_S = voltaje de línea a línea del conductor de alimentación [kV]

X_S = impedancia del conductor de alimentación por fase [Ω]

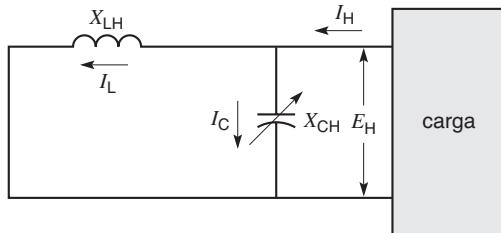
Se considera que la impedancia es totalmente reactiva. Por ejemplo, un conductor de alimentación trifásico de 25 kV que tiene una capacidad en cortocircuito de 52 MVA tiene una impedancia dada por

$$X_S = \frac{E_S^2}{S_{SC}} = \frac{25^2}{52} = 12 \Omega$$

vueltas de a:1. Su reactancia de dispersión total X_T es transferida al lado secundario. La planta está equipada con un banco de capacitores variables X_C para mantener el factor de potencia a un nivel aceptable. El valor de X_C corresponde a la reactancia de 60 Hz. La planta también contiene algunas cargas no lineales que generan corriente armónica I_H .

Trasladando todos los elementos del lado primario al lado secundario del transformador, obtenemos el circuito equivalente de la figura 30.23. El procedimiento para desplazar impedancias se explicó en la sección 9.10. Combinando X_T y X_S/a^2 , obtenemos la reactancia inductiva X_L a 60 Hz.

¿Cuál es la naturaleza del circuito visto por la corriente armónica I_H ? En primer lugar, el voltaje fundamental E_S/a se convierte en un cortocircuito simple (Fig. 30.24).

**Figura 30.24**

Círculo visto por las corrientes armónicas.

El valor de la reactancia inductiva armónica X_{LH} se incrementa en proporción al orden armónico h del armónico, es decir, con la frecuencia. Por consiguiente, podemos escribir $X_{LH} = hX_L$.

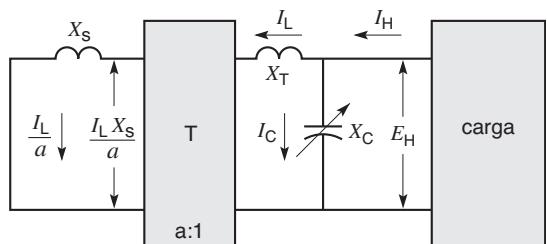
Por otra parte, la reactancia armónica X_{CH} del banco de capacitores disminuye inversamente con la frecuencia. Como resultado, $X_{CH} = X_C/h$.

Observe que X_{LH} está efectivamente en paralelo con X_{CH} . Como ésta es variable y la frecuencia armónica puede tener valores diferentes, está claro que una condición de resonancia en paralelo es posible durante, por lo menos, uno de los armónicos. La resonancia perfecta ocurre cuando $X_{LH} = X_{CH}$, pero incluso una resonancia parcial (X_{LH} casi igual a X_{CH}) puede tener efectos importantes.

En condiciones de resonancia, la corriente I_C en el capacitor y la corriente I_L en el secundario del transformador pueden llegar a ser varias veces más grandes que la corriente armónica I_H . Por lo tanto, existe el riesgo de sobrecalentar el capacitor así como los devanados primario y secundario del transformador.

Además, es bien sabido que en una condición de resonancia, la impedancia en paralelo puede ser muy alta. En consecuencia, el voltaje armónico E_H (Fig. 30.24) puede alcanzar valores altos porque es igual a la corriente armónica I_H por la impedancia en paralelo. Un alto voltaje armónico distorsionará el voltaje en toda la planta.

Finalmente, la corriente armónica I_L que fluye en el secundario del transformador se refleja en el primario y de allí en el conductor de alimentación y la red de suministro de electricidad (Fig. 30.25). En primer lugar, el armónico incrementará las pérdidas en el conductor de alimentación, con lo cual se reduce su capacidad de transportar potencia útil. En segundo lu-

**Figura 30.25**

Voltajes y corrientes armónicos en los lados primario y secundario del transformador.

gar, el armónico puede producir interferencia telefónica; y en tercer lugar, puede alterar los dispositivos electrónicos sensibles de otros clientes conectados al mismo alimentador.

Para apreciar la importancia del efecto de resonancia, la tabla 30A muestra varias relaciones X_{CH}/X_{LH} cerca de la resonancia y los multiplicadores I_C/I_H e I_L/I_H correspondientes. Vemos que incluso la resonancia parcial puede multiplicar muchas veces la corriente armónica I_H . Por ejemplo, cuando la relación X_{CH}/X_{LH} es igual a 0.9, la corriente en los capacitores es 10 veces más grande que I_H . La corriente en el transformador es 9 veces más grande. Por lo tanto, el efecto multiplicador implica que una corriente armónica moderada I_H de, digamos, 30 A puede producir una corriente I_C de 300 A en el capacitor y una corriente I_L de 270 A en el transformador. Ése es un asunto muy importante.

TABLA 30A AMPLIFICACIÓN DE LA CORRIENTE I_H

X_{CH}/X_{LH}	I_C/I_H	I_L/I_H
0.7	3.33	2.33
0.8	5	4
0.9	10	9
0.95	20	19
1	>20	>20
1.05	20	21
1.1	10	11
1.2	5	6
1.3	3.33	4.33

El siguiente ejemplo demostrará la importancia de la resonancia en un contexto industrial. Representa la situación potencial de miles de instalaciones que contienen controles electrónicos u otras cargas que generan armónicos.

Ejemplo 30-9

Una fábrica, construida en la década de 1980, es energizada por un transformador de 1000 kVA, 25 kV/600 V que tiene una impedancia de 6.5%. Para mantener el factor de potencia de la planta por encima de 95%, se activan y desactivan automáticamente cuatro capacitores trifásicos de 60 kvar, localizados en la entrada de servicio.

En 1995, después de que se instalaron varios controles electrónicos, los fusibles que protegían los capacitores comenzaron a quemarse ocasionalmente. Además, se encontró que a veces se distorsionaba el voltaje trifásico. La distorsión era particularmente perceptible siempre que la carga extraía 600 kVA con un factor de potencia de 80%. Entonces se pusieron en servicio los cuatro capacitores y elevaron el factor de potencia de la planta a más 95%. También se encontró que, en ocasiones, las corrientes en los capacitores eran considerablemente más altas que lo normal.

Un análisis de la situación arrojó la siguiente información (Fig. 30.26):

1. Número de capacitores en servicio: 4
2. Capacidad trifásica nominal de cada capacitor: 60 kvar
3. Capacitancia de línea a neutro de cada capacitor: $442 \mu\text{F}$
4. Voltaje de línea a neutro (medido): 360 V
5. Potencia aparente total de la carga: 600 kVA

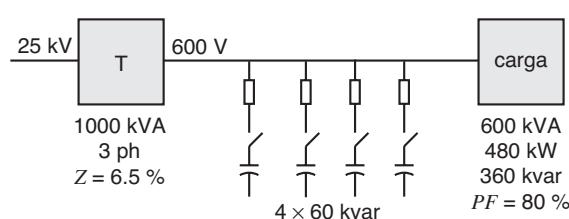


Figura 30.26

Diagrama de una sola línea de una fábrica con sus capacitores correctores de factor de potencia.
Vea el ejemplo 30-9.

6. Potencia activa total de la carga: 480 kW
7. Potencia reactiva total de la carga: 360 kvar
8. Corrientes armónicas I_H generadas por la carga:

3er. armónico:	insignificante
5o. armónico:	90 A
7o. armónico:	60 A
11o. armónico:	25 A
9. Capacidad en situación de cortocircuito del conductor de alimentación trifásico de 25 kV que suministra potencia a la fábrica: 140 MVA

Análisis del circuito a 60 Hz

Antes de considerar los armónicos, hagamos algunos cálculos con respecto a los aspectos de 60 Hz en la planta. La figura 30.27 muestra las condiciones de carga de una fase (línea a neutro).

10. Potencia aparente de la carga: $600/3 = 200 \text{ kVA}$
11. Potencia activa de la carga: $480/3 = 160 \text{ kW}$
12. Potencia reactiva de la carga: $360/3 = 120 \text{ kvar}$
13. Reactancia capacitativa de un capacitor:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{10^6}{2\pi \times 60 \times 442} = 6 \Omega \quad (2.11)$$

14. Reactancia capacitativa de los cuatro capacitores: $6 \Omega/4 = 1.5 \Omega$
15. Potencia reactiva generada por los cuatro capacitores:

$$Q_C = \frac{E^2}{X_C} = \frac{360^2}{1.5} = 86.4 \text{ kvar}$$

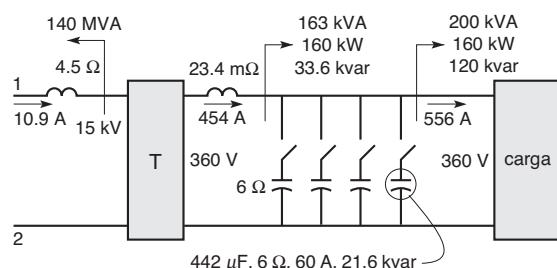


Figura 30.27

Círcuito equivalente de los componentes fundamentales.

16. Potencia reactiva suministrada por el transformador:

$$Q_T = 120 \text{ kvar} - 86.4 \text{ kvar} = 33.6 \text{ kvar}$$

17. Potencia activa suministrada por el transformador:

$$P_T = 160 \text{ kW}$$

18. Potencia aparente suministrada por el transformador:

$$S_T = \sqrt{(160^2 + 33.6^2)} = 163 \text{ kVA}$$

19. Corriente fundamental en el lado secundario del transformador:

$$I_T = S_T/E = 163\,000/360 = 454 \text{ A}$$

20. Voltaje de línea a neutro en el lado primario del transformador:

$$E_{TP} = 360 \text{ V} \times (25 \text{ kV}/600 \text{ V}) = 15 \text{ kV}$$

21. Corriente fundamental en el primario del transformador:

$$I_{LF} = 454 \text{ A} (600 \text{ V}/25\,000 \text{ V}) = 10.9 \text{ A}$$

22. Impedancia del conductor de alimentación de 25 kV:

$$X_S = \frac{E_S^2}{S_{SC}} = \frac{25^2}{140} = 4.5 \Omega \quad (30.8b)$$

23. Impedancia del conductor de alimentación referida al lado secundario del transformador:

$$X_S/a^2 = 4.5 \Omega (600/25\,000)^2 = 2.6 \text{ m}\Omega$$

24. Impedancia del transformador referida al lado secundario (vea las secciones 10.12 a 10.14):

$$\begin{aligned} X_T &= 6.5\% \times Z_n = 6.5\% \times \frac{E_n^2}{S_n} \quad (10.9) \\ &= 6.5\% \times \frac{600^2}{1\,000\,000} \\ &= 0.0234 \Omega = 23.4 \text{ m}\Omega \end{aligned}$$

Esta impedancia es efectivamente igual a la reactancia de dispersión del transformador.

Con esto terminamos el análisis de los 60 Hz (vea la figura 30.27).

Consideremos ahora el impacto de los armónicos.

Análisis de los circuitos con armónicos

25. Inductancia de dispersión del transformador:

$$L_T = \frac{X_T}{2\pi f} = \frac{0.0234}{2\pi \times 60} = 62 \mu\text{H}$$

26. Inductancia del alimentador referida al lado secundario del transformador:

$$L_L = \frac{X_S/a^2}{2\pi f} = \frac{0.0026}{2\pi \times 60} = 7 \mu\text{H}$$

27. Total de la inductancia y la inductancia de dispersión del conductor de alimentación:

$$L_{total} = 62 + 7 = 69 \mu\text{H}$$

La figura 30.28 muestra que los 69 μH están efectivamente en paralelo con los capacitores. Su capacitancia puede variar desde cero hasta 1768 μF en 4 pasos de 442 μF. Calculemos la frecuencia resonante para cada paso, mediante la fórmula:

$$f_{resonancia} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (30.9)$$

donde

L = inductancia del circuito LC [H]

C = capacitancia del circuito LC [F]

Cuando $L = 69 \mu\text{H}$ y $C = 442 \mu\text{F}$, la frecuencia resonante es

$$\begin{aligned} f_{resonancia} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (30.9) \\ &= \frac{1}{2\pi\sqrt{69 \times 10^{-6} \times 442 \times 10^{-6}}} \\ &= 912 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Entonces, conforme C cambia sucesivamente de 884 μF, a 1326 μF a 1768 μF, obtenemos las frecuencias resonantes correspondientes de 644 Hz, 526 Hz y 456 Hz.

La frecuencia resonante de 456 Hz se aproxima mucho a la frecuencia del 7o. armónico (420 Hz). Así-

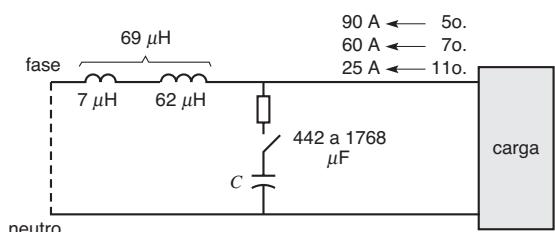


Figura 30.28

Círculo equivalente de los componentes armónicos.

mismo, la frecuencia de 644 Hz se aproxima mucho a la frecuencia del 11o. armónico (660 Hz). Por lo tanto, los armónicos 7o. y 11o. son potencialmente peligrosos.

Suponga que los cuatro capacitores están en servicio como se muestra en la figura 30.29. Como se esperaba, el 7o. armónico crea un problema. A 420 Hz, las inductancias del transformador y del conductor de alimentación tienen una reactancia de $2\pi \times 420 \times 69 \mu\text{H} = 182 \text{ m}\Omega$. A esta frecuencia, la reactancia capacitiva de los capacitores es $1/(2\pi \times 420 \times 1768 \mu\text{F}) = 214 \text{ m}\Omega$.

La impedancia de las dos reactancias en paralelo es

$$\begin{aligned} Z_{\text{paralelo}} &= \frac{182 \times 214}{214 - 182} \\ &= 1217 \text{ m}\Omega = 1.22 \Omega \end{aligned} \quad (2.17)$$

El 7o. armónico tiene un valor de 60 A, así que producirá un voltaje de $60 \text{ A} \times 1.22 \Omega = 73 \text{ V}$ a través de los capacitores y de las dos inductancias en serie. Por lo tanto, la corriente armónica que fluye en los cuatro capacitores es $73 \text{ V}/214 \text{ m}\Omega = 341 \text{ A}$. Además, la corriente armónica que fluye en el secundario del transformador es $73 \text{ V}/182 \text{ m}\Omega = 401 \text{ A}$. Por consiguiente, el armónico de 60 A se amplifica tanto en el banco de capacitores como en el transformador a causa de la resonancia en paralelo (Fig. 30.29).

El devanado secundario del transformador transporta una corriente rms total:

$$\begin{aligned} I^2 &= \sqrt{I_F^2 + I_H^2} \\ &= \sqrt{454^2 + 401^2} = 605 \text{ A} \end{aligned}$$

Ésta es mucho más alta que la corriente de carga de 454 A. El devanado primario también transporta corriente que es proporcionalmente más grande. Así pues, la corriente armónica de 401 A en el secundario está reflejada en el primario en la relación de transformación. La

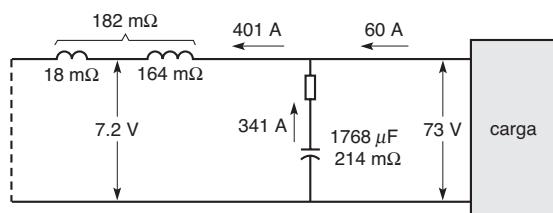


Figura 30.29

Círculo equivalente para el 7o. armónico. Observe las grandes corrientes que fluyen en el transformador y en los capacitores.

corriente armónica primaria es $401 \times (600 \text{ V}/25000) = 9.6 \text{ A}$. Esta corriente armónica indeseada es casi tan grande como la corriente de carga de 10.9 A calculada anteriormente (Fig. 30.27).

La corriente efectiva en el devanado primario (y en el conductor de alimentación a 25 kV) es $I = \sqrt{(10.9^2 + 9.6^2)} = 14.5 \text{ A}$. El transformador se calentará más y las pérdidas serán más grandes que si no estuviera el armónico.

En cuanto a los cuatro capacitores, cada uno transporta una corriente armónica de $341/4 = 85 \text{ A}$. Esta corriente es incluso más grande que la corriente fundamental nominal de 60 A. Por lo tanto, la corriente rms total transportada por cada capacitor es $\sqrt{(85^2 + 60^2)} = 104 \text{ A}$. Los capacitores se sobre calentarán. Si están protegidos por fusibles de 75 A, éstos se quemarán después de cierto tiempo. Ésta es una situación inquietante, en particular cuando el problema armónico no se detecta de inmediato.

A continuación, el voltaje armónico de 73 V, 420 Hz a través de los capacitores se superpondrá sobre el voltaje de línea a neutro de 360 V, 60 Hz en la fábrica. El voltaje de línea a neutro resultante será $\sqrt{(360^2 + 73^2)} = 367 \text{ V}$. En comparación con los 360 V usuales, éste no es un incremento significativo y no se notaría al tomar una lectura con un voltímetro ordinario. Sin embargo, un instrumento que puede medir contenido armónico indicaría que la THD del voltaje es $73 \text{ V}/360 \text{ V} = 20.3\%$. La distorsión estará presente en toda la planta y podría afectar dispositivos sensibles, como computadoras y controles electrónicos.

Vimos que el conductor de alimentación de 25 kV transporta una corriente armónica a 420 Hz de 9.8 A y una corriente útil a 60 Hz de 10.9 A. Ésta es una situación indeseable para la compañía de electricidad porque la presencia del armónico disminuye la capacidad de carga del conductor de alimentación. Además, la distorsión podría afectar la calidad del voltaje suministrado a otros clientes.

Observe que la distorsión de 73 V a través del secundario no se refleja en el primario de acuerdo con la relación de vueltas. Para calcular el voltaje armónico a través del primario debemos ver que el voltaje a través de la impedancia del conductor de alimentación de 18 mΩ es $401 \text{ A} \times 18 \text{ m}\Omega = 7.2 \text{ V}$ (Fig. 30.29). Por consiguiente, en el lado primario, el voltaje armónico es $7.2 \text{ V} \times (25000 \text{ V}/600 \text{ V}) = 300 \text{ V}$. La distorsión resultante es de 2% del voltaje de línea a neutro de $25 \text{ kV}/\sqrt{3} = 14.4 \text{ kV}$, que difícilmente puede ser aceptable.

Sólo hemos examinado el efecto del 7o. armónico. Un estudio más completo requeriría analizar el impacto de todos los armónicos. Por ejemplo, puede ocurrir una situación resonante cuando dos capacitores están en servicio. En este caso, el 11o. armónico crea un problema de resonancia.

En situaciones más complejas es necesario utilizar un programa computacional para identificar los problemas que puedan surgir. Por ejemplo, los motores de inducción aparecen como reactancias inductivas entre la línea y el neutro. Como el número de motores en servicio cambia durante el día, pueden ocurrir resonancias aleatorias, las cuales complican aún más el problema. Por esta razón, con frecuencia se utilizan *filtros armónicos* para crear una trayectoria de baja impedancia específica para las corrientes armónicas.

De hecho, cuando no es posible suprimir los armónicos, pueden ser canalizados por trayectorias donde no pueden causar daño. En la siguiente sección analizaremos brevemente la naturaleza de estos filtros.

30.15 Filtros para armónicos

Hemos visto que los capacitores correctores de factor de potencia pueden crear un problema de resonancia cuando hay armónicos. En circuitos trifásicos, por lo general el 5o. armónico es el de menos interés. Por consiguiente, es el armónico más bajo que podría producir una condición de resonancia.

Una forma de eliminar el problema es añadir una inductancia L en serie con cada capacitor C para que el circuito LC combinado se sintonice con el 5o. armónico. En estas condiciones, el circuito en serie crea una trayectoria de baja impedancia para la 5a. corriente armónica. Como resultado, el 5o. armónico fluirá vía el circuito LC y no por otras partes de la red.

En cuanto a los armónicos más altos que el 5o., el circuito LC siempre será inductivo. Por consiguiente, es imposible producir una condición de resonancia. El siguiente ejemplo, basado en el ejemplo 30-9, muestra la manera en que este “filtro de bloqueo” elimina el problema de resonancia.

Ejemplo 30-10

La figura 30.30 muestra las inductancias (bobinas) agregadas en serie con cada uno de los capacitores de $442 \mu\text{F}$. Sus valores se calculan como sigue:

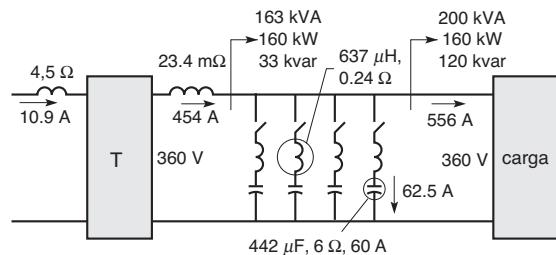


Figura 30.30

Círculo equivalente de los componentes fundamentales cuando se instalan bobinas sintonizadas en serie con los capacitores.

1. La reactancia de cada capacitor a 60 Hz es de 6Ω ; por consiguiente, la reactancia a una frecuencia de 300 Hz de 5o. armónico = $6 \Omega/5 = 1.2 \Omega$.
2. Reactancia deseada de las bobinas a 300 Hz = 1.2Ω .
3. Inductancia requerida:

$$L = X_L/2\pi f = 1.2/(2\pi \times 300) = 637 \mu\text{H}$$

Habiendo instalado estas bobinas, determinemos el comportamiento del sistema en cuanto a voltajes y corrientes a 60 Hz.

4. Reactancia de las bobinas a 60 Hz:
5. $X_{60} = 2\pi f L = 2\pi \times 60 \times 637 \times 10^{-6} = 0.24 \Omega$
6. La impedancia del circuito LC en serie a 60 Hz es $6 \Omega - 0.24 \Omega = 5.76 \Omega$. Por consiguiente, la corriente fundamental que fluye en cada capacitor es $I = 360 \text{ V}/5.76 \Omega = 62.5 \text{ A}$. El voltaje de línea a línea a 60 Hz a través de las terminales del capacitor es

$$E_{60} = 62.5 \text{ A} \times 6 \Omega \times \sqrt{3} = 650 \text{ V}$$

Éste es aproximadamente 10% más alto que el voltaje nominal de 600 V.

La adición de las bobinas no afecta considerablemente la potencia suministrada por el transformador. Refiriéndonos a la figura 30.30, suponemos que el secundario continúa suministrando 163 kVA y 454 A por fase, como lo hizo en la figura 30.27. Sin embargo, la corriente fundamental que fluye en los capacitores es un poco mayor que antes, así como el voltaje a través de sus terminales.

Con los filtros LC de bloqueo ahora en su lugar, examinemos el nuevo flujo de los armónicos generados por la carga.

6. En lo referente al 5o. armónico con los cuatro capacitores en servicio, obtenemos el circuito equivalente mostrado en la figura 30.31. La corriente de 90 A fluye completamente en la rama LC resonante porque su impedancia a esa frecuencia de 300 Hz es nula. Como resultado, la 5a. corriente armónica en el transformador se reduce a cero. Cada capacitor conduce una 5a. corriente armónica de $90/4 = 22.5$ A. El voltaje armónico a través de las terminales de los capacitores es

$$E_{300} = 90 \text{ A} \times 0.3 \Omega \times \sqrt{3} = 46.8 \text{ V}$$

7. En cuanto al 7o. armónico, y con base en el circuito de la figura 30.31, la impedancia de las bobinas es $0.3 \Omega \times (420 \text{ Hz}/300 \text{ Hz}) = 0.42 \Omega$, mientras que la de los capacitores es de $0.3 \Omega \times (300 \text{ Hz}/420 \text{ Hz}) = 0.214 \Omega$. Por lo tanto, la impedancia del circuito LC a la frecuencia del 7o. armónico es inductiva:

$$X_L = 0.42 - 0.214 = 0.206 \Omega = 206 \text{ m}\Omega \quad (\text{Fig. 30.32}).$$

8. La 7a. corriente armónica de 60 A se divide entre las impedancias de 182 m Ω y 206 m Ω . Por

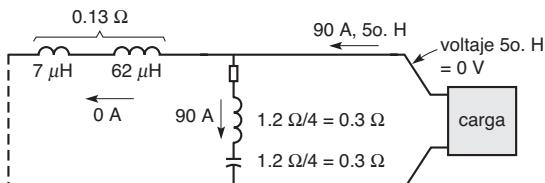


Figura 30.31
Circuito equivalente de los componentes del 5o. armónico cuando las bobinas están instaladas en serie con los capacitores.

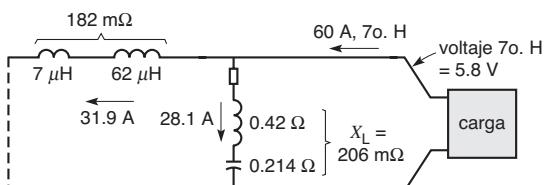


Figura 30.32
Circuito equivalente de los componentes del 7o. armónico cuando las bobinas están instaladas en serie con los capacitores.

lo tanto, la corriente en el banco de capacitores ahora es $60 \text{ A} \times 182/(182 + 206) = 28.1 \text{ A}$.

Ésta es una enorme caída a partir del valor previo de 341 A. Asimismo, la corriente en el transformador se ha reducido a 31.9 A a partir del valor de 401 A (vea la figura 30.29).

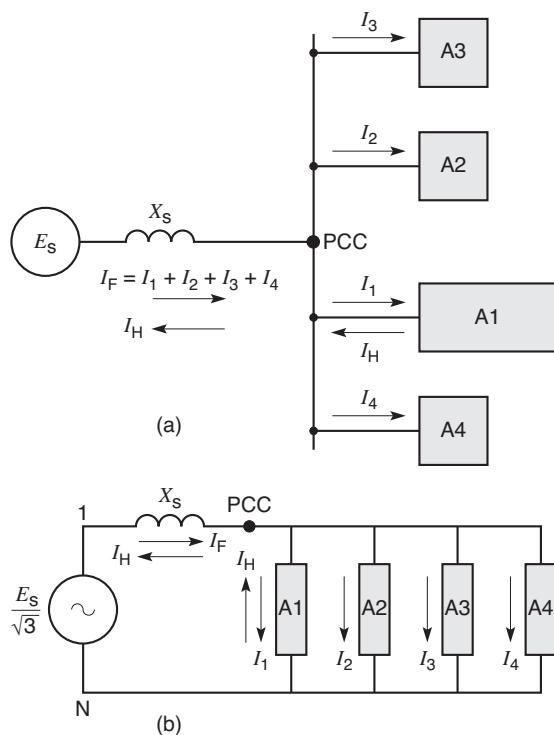
En bancos grandes de capacitores de varios miles de kvars, algunos de los grupos de capacitores se sintonizan con el 5o armónico mientras que otros se sintonizan con armónicos más altos como el 7o., 11o. y 13o. El objetivo es canalizar los flujos armónicos hacia trayectorias específicas y reducirlas al mínimo en cualquier parte de la red, incluida la compañía de electricidad.

30.16 Armónicos en la red de suministro

Los armónicos generados en una fábrica pueden propagarse a la red de suministro eléctrico. Esto produce una distorsión que afecta la calidad del servicio de todos los clientes conectados al mismo conductor de alimentación. Para entender el problema, considere el diagrama de una línea de la figura 30.33a. Éste muestra la fuente de voltaje E_S de una compañía de electricidad que suministra potencia a varios clientes A1, A2, A3, A4 a través de un conductor de alimentación principal que tiene una reactancia X_S a 60 Hz. El conductor de alimentación termina en un *punto de acoplamiento común* (PCC, por sus siglas en inglés).* La figura 30.33b muestra una fase del circuito trifásico. Entre los clientes conectados a la línea se encuentra una gran fábrica A1. Ésta absorbe una corriente fundamental I_1 , pero a causa de algunas cargas no lineales, también inyecta una corriente armónica I_H al sistema de distribución. Los otros clientes absorben corrientes fundamentales I_2 , I_3 , I_4 , respectivamente, pero sus contribuciones armónicas son insignificantes. Por lo tanto, el conductor de alimentación transporta una corriente fundamental total I_F , donde $I_F = I_1 + I_2 + I_3 + I_4$, y una corriente armónica I_H .

La corriente fundamental I_F produce una caída de voltaje $I_F X_S$ a todo lo largo del conductor de alimenta-

* Por definición, un PCC es el punto de la red de suministro público eléctricamente más cercano a la instalación de un consumidor particular, y al cual están, o pueden estar, conectadas las instalaciones de otros consumidores.

**Figura 30.33**

- Punto de acoplamiento común (PCC).
- Voltajes armónicos creados en el PCC a causa de las corrientes armónicas generadas por la carga A1.

ción. Asimismo, la corriente I_H produce una caída de voltaje armónico E_H dada por

$$E_H = I_H h X_S$$

donde h es el orden del armónico. Por ejemplo, si I_H es un 7o. armónico, $h = 7$.

Con un valor alto de h la caída de voltaje E_H podría ser bastante grande. Como el voltaje de suministro E_S no contiene armónicos, entonces E_H debe aparecer en el PCC. En consecuencia, la corriente armónica I_H generada por la fábrica A1 afecta la calidad del voltaje suministrado a todos los clientes conectados al mismo PCC.

Por lo tanto, es importante limitar la magnitud de las corrientes armónicas que fluyen en la red de suministro eléctrico. En general, la distorsión armónica total (THD) del voltaje en el PCC no debe ser de más de 3%.*

Ejemplo 30-11

La fábrica A1 de la figura 30.33a absorbe una potencia aparente de 4600 kVA de una red de 25 kV, 60 Hz. Las cargas no lineales en la planta producen una 5a. y 29a. corriente armónica. Comparado con la corriente fundamental, el 5o. armónico tiene un valor de 0.12 pu (12%) y el 29o. armónico tiene un valor de 0.024 pu (2.4%). El conductor de alimentación en el PCC tiene una capacidad en situación de cortocircuito de 97 MVA.

Calcule

- La reactancia X_S del conductor de alimentación
- El valor de los armónicos 5o. y 29o.
- El valor de los voltajes armónicos en el PCC
- Los valores relativos, con respecto al voltaje de 25 kV en el conductor de alimentación, de los voltajes armónicos en el PCC
- La THD en el PCC

Solución

- De acuerdo con la figura 30.33, la reactancia a 60 Hz del conductor de alimentación es:

$$X_S = \frac{E_S^2}{S_{SC}} = \frac{25^2}{97} = 6.44 \Omega \quad (30.8b)$$

- Corriente fundamental absorbida por la fábrica A1:

$$I_1 = \frac{S}{E_S \sqrt{3}} = \frac{4600 \times 10^3}{25000 \sqrt{3}} = 106 \text{ A}$$

La 5a. corriente armónica:

$$I_5 = 0.12 \times 106 = 12.7 \text{ A}$$

La 29a. corriente armónica:

$$I_{29} = 0.024 \times 106 = 2.5 \text{ A}$$

- El 5. voltaje armónico, de línea a línea:

$$\begin{aligned} E_5 &= I_5 h X_S \sqrt{3} \\ &= 12.7 \times 5 \times 6.44 \times \sqrt{3} = 708 \text{ V} \end{aligned}$$

* El estándar ANSI/IEEE Núm. 519-1992, titulado "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems", proporciona guías en cuanto a las corrientes armónicas máximas que un cliente puede inyectar a un sistema de potencia. Este documento de 100 páginas también da una idea general de problemas relacionados con armónicos en un sistema de distribución.

El 29o. voltaje armónico, de línea a línea

$$\begin{aligned} E_{29} &= I_{29} h X_S \sqrt{3} \\ &= 2.5 \times 29 \times 6.44 \times \sqrt{3} = 809 \text{ V} \end{aligned}$$

d. Valor relativo de E_5

$$E_5 (\text{pu}) = 708/25\,000 = 0.028 = 2.8\%$$

Valor relativo de E_{29}

$$E_{29} (\text{pu}) = 809/25\,000 = 0.032 = 3.2\%$$

Observe que la distorsión del voltaje debido al 29o. armónico es mayor que la provocada por el 5o. armónico, aun cuando la 29a. corriente armónica es 5 veces menor que la 5a.

e. Distorsión de voltaje total en el PCC

$$\text{THD} = \sqrt{(0.028^2 + 0.032^2)} = 0.043 = 4.3\%$$

Esta THD se considera alta.

30.17 Transformadores y el factor K

En un transformador, algunas de las líneas de flujo de dispersión que circundan los devanados intersecan las vueltas de los devanados primario y secundario. En consecuencia, estas líneas de flujo inducen voltajes débiles en el interior de los conductores de cobre (o aluminio) los que, a su vez, producen corrientes parásitas.

Estas corrientes parásitas producen pérdidas adicionales en los devanados por encima de las pérdidas eléctricas I^2R por el efecto Joule. Estas pérdidas adicionales se llaman *pérdidas parásitas*. Las pérdidas parásitas son particularmente importantes cuando los devanados conducen corrientes distorsionadas.

Las corrientes distorsionadas producen flujos de dispersión armónicos además del flujo de dispersión fundamental. Cuando estos flujos armónicos atraviesan los conductores de cobre, inducen voltajes armónicos y, por ende, corrientes parásitas armónicas. Desafortunadamente, para una densidad de flujo dada, los flujos de dispersión armónicos de orden h inducen voltajes que son h veces más grandes que los inducidos por el flujo de dispersión fundamental. Las corrientes parásitas armónicas correspondientes también son h veces más grandes. En consecuencia, dado que las pérdidas se incrementan como el cuadrado de la corriente, entonces las pérdidas parásitas se incrementan como el cuadrado del orden armónico de la densidad de flujo de dispersión.

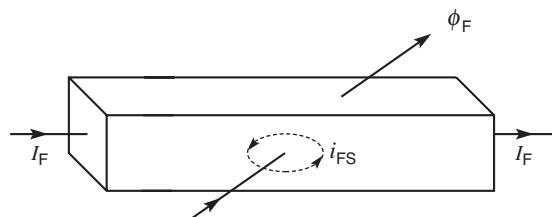


Figura 30.34

El flujo de dispersión a frecuencia fundamental induce corrientes parásitas i_{FS} en los devanados de cobre.

Suponga, por ejemplo, que una corriente fundamental de 40 A que fluye en el devanado primario produce pérdidas parásitas de 4 W. Una 7a corriente armónica del mismo valor produciría pérdidas parásitas de $7^2 \times 4 \text{ W} = 196 \text{ W}$. Claramente, una corriente distorsionada puede producir pérdidas parásitas serias en los devanados, las que, a su vez, afectan su aumento de temperatura.

La figura 30.34 muestra una pequeña parte de una vuelta del devanado de un transformador. Conduce una corriente no distorsionada I_F a 60 Hz. Una parte ϕ_F del flujo de dispersión producido por I_F atraviesa la vuelta e induce en ella una corriente parásita i_{FS} . La suma de estas corrientes parásitas a lo largo del devanado produce pérdidas parásitas a frecuencia fundamental.

Suponga que la resistencia de cd del devanado es de R_0 ohms. Las pérdidas por *efecto Joule* provocadas por esta resistencia son iguales a $R_0 I_F^2$. Hagamos que las pérdidas parásitas representen una fracción g de estas pérdidas $R_0 I_F^2$. Según el tamaño del transformador, el valor de g puede variar de 2% a 15%.

Así, las pérdidas totales P_T a la frecuencia fundamental se pueden expresar mediante la ecuación:

$$\begin{aligned} \text{pérdidas totales} &= \text{pérdidas por efecto Joule} \\ &\quad + \text{pérdidas parásitas} \\ P_T &= P_J + P_K \\ &= R_0 I_F^2 + g R_0 I_F^2 \\ \text{por lo tanto} \\ P_T &= I_F^2 (R_0 + g R_0) \end{aligned} \tag{30.10}$$

Ejemplo 30-12

El primario de un transformador conduce una corriente no distorsionada I_F de 85 A. La resistencia de cd del

devanado es de 0.04Ω . Las pérdidas parásitas ascienden a 9% de las pérdidas eléctricas I^2R . Calcule el valor de las pérdidas por efecto Joule, las pérdidas parásitas y las pérdidas totales.

Solución

Pérdidas por efecto Joule: $P_J = R_0 I_F^2 = 0.04 \times 85^2 = 289 \text{ W}$

Pérdidas parásitas: $P_K = 9\% \times 289 = 26 \text{ W}$

Pérdidas totales: $P_T = 289 + 26 = 315 \text{ W}$

La figura 30.35 muestra la misma sección del devanado cuando éste conduce una corriente distorsionada compuesta de un componente fundamental I_F y varios armónicos $I_2, I_3, I_4, \dots, I_h$. La corriente distorsionada tiene un valor efectivo I_T . Por lo tanto,

$$I_T = \sqrt{I_F^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_h^2}$$

Observe que el flujo de dispersión incluye líneas de flujo fundamental ϕ_F y líneas de flujo armónico ϕ_H . Éstas inducen corrientes parásitas i_{FS} e i_{HS} , respectivamente.

Las pérdidas parásitas totales son iguales a la suma de las pérdidas parásitas individuales generadas por los componentes I_T . Como vimos antes, las pérdidas individuales son proporcionales al cuadrado de las corrientes respectivas y al cuadrado de sus órdenes armónicos (frecuencias). Por consiguiente, podemos escribir

$$\begin{aligned} P_T &= P_J + P_K \\ &= R_0 I_T^2 + gR_0 (I_F^2 + 2^2 I_2^2 + 3^2 I_3^2 + \dots + h^2 I_h^2) \\ &= I_T^2 \left\{ R_0 + gR_0 \frac{(I_F^2 + 2^2 I_2^2 + 3^2 I_3^2 + \dots + h^2 I_h^2)}{I_T^2} \right\} \end{aligned}$$

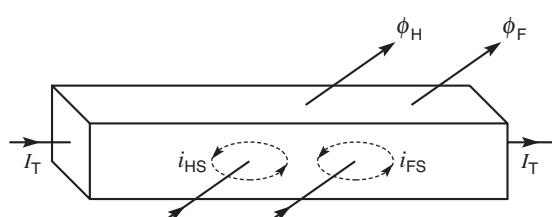


Figura 30.35

Los flujo de dispersión armónicos inducen corrientes parásitas i_{HS} en los devanados de cobre.

por lo tanto,

$$P_T = I_T^2 (R_0 + gK R_0) \quad (30.11)$$

Comparando la ecuación 30.11 con la ecuación 30.10, vemos que el factor K representa el efecto multiplicador en las pérdidas parásitas debido a la presencia de armónicos. El valor de K está dado por la ecuación:

$$K = \frac{I_F^2 + 2^2 I_2^2 + 3^2 I_3^2 + \dots + h^2 I_h^2}{I_F^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_h^2}$$

es decir

$$K = \frac{I_F^2 + 2^2 I_2^2 + 3^2 I_3^2 + \dots + h^2 I_h^2}{I_T^2} \quad (30.12)$$

En ocasiones, esta ecuación se expresa en forma abreviada:

$$K = \sum h^2 I_{h(\text{pu})}^2 \quad (30.13)$$

donde

K = factor de pérdidas parásitas provocadas por armónicos

h = orden del armónico

$I_{h(\text{pu})}$ = valor relativo del armónico con respecto a la corriente efectiva total I_T

Podemos ver que el factor K es una propiedad de la corriente distorsionada y no del transformador. No obstante, indica el efecto de calentamiento potencial cuando la corriente distorsionada fluye en un transformador. Por esta razón, algunos transformadores están diseñados con un factor K específico para indicar el nivel de distorsión que pueden tolerar sin sobrecalentarse.

Cuando la corriente conducida por los devanados no está distorsionada, $K = 1$. En un sistema de 60 Hz, los armónicos mayores que el 31o. por lo general son ignorados. Por ejemplo, el factor K de una onda cuadrada a 60 Hz (Tabla 2A) es aproximadamente de 13. La figura 30.45 muestra un instrumento que puede medir el factor K de una corriente.

Ejemplo 30-13

El devanado primario de un transformador conduce una corriente distorsionada que tiene los siguientes componentes:

corriente fundamental:	520 A
3er. armónico:	270 A
23er. armónico:	47 A

El devanado tiene una resistencia de cd de $3\text{ m}\Omega$ y las pérdidas parásitas son iguales al 4% de las pérdidas por efecto Joule.

Calcule

- El valor eficaz I_T de la corriente
- El factor K
- Las pérdidas por efecto Joule en el devanado primario
- Las pérdidas parásitas y las pérdidas totales en el devanado primario
- El componente de I_T que produce la mayor pérdida por efecto Joule
- El componente de I_T que produce la mayor pérdida parásita

Solución

- Valor eficaz de I_T

$$\begin{aligned} I_T &= \sqrt{520^2 + 270^2 + 47^2} \\ &= 588 \text{ A} \end{aligned}$$

- El factor K

$$\begin{aligned} K &= \frac{I_F^2 + 3^2 I_3^2 + 23^2 I_{23}^2}{I_T^2} \\ &= \frac{520^2 + 3^2 \times 270^2 + 23^2 \times 47^2}{588^2} \\ &= 0.782 + 1.898 + 3.380 = 6.06 \end{aligned} \quad (30.12)$$

- Las pérdidas por efecto Joule

$$P_J = I_T^2 R_0 = 588^2 \times 0.003 = 1037 \text{ W}$$

- Las pérdidas parásitas

$$P_K = g P_J K = 4\% \times 1037 \times 6.06 = 251 \text{ W}$$

Las pérdidas totales

$$P_T = P_J + P_K = 1037 \text{ W} + 251 \text{ W} = 1288 \text{ W}$$

- Las mayores pérdidas por efecto Joule son producidas por la corriente fundamental de 520 A:

$$\begin{aligned} P_{J(\text{fundamental})} &= R_0 I_F^2 \\ &= 0.003 \times 520^2 \\ &= 811 \text{ W} \end{aligned}$$

- Las mayores pérdidas parásitas son producidas por el 23er. armónico:

$$\begin{aligned} P_{K(h=23)} &= P_K \times \frac{K_{23}}{K} \\ &= 251 \times \frac{3.380}{6.06} = 140 \text{ W} \end{aligned}$$

En este ejemplo, las pérdidas parásitas son $251 \text{ W}/1037 \text{ W} = 0.24$ o 24% de las pérdidas por efecto Joule, comúnmente llamadas pérdidas I^2R . Esto ilustra que hay que ser prudentes al calcular las pérdidas en un transformador que conduce una corriente distorsionada. La situación es particularmente seria porque las pérdidas parásitas no están distribuidas uniformemente en la superficie de los devanados. Más bien, están concentradas en ciertas regiones, con frecuencia en las partes superior e inferior de los devanados. Por lo tanto, algunas regiones pueden calentarse mucho más que otras. Estas regiones sobreacalentadas pueden reducir significativamente la vida útil del transformador. Por ello, se han construido transformadores especiales en los que se especifica el factor K que pueden tolerar.*

ANÁLISIS ARMÓNICO

30.18 Procedimiento para analizar una onda periódica

Hemos visto que los armónicos desempeñan un papel importante en instalaciones eléctricas. Aunque existen instrumentos especiales (Figs. 30.44 y 30.45) para medirlos en el campo, a continuación veremos un método mediante el cual podemos descomponer cualquier onda distorsionada en sus componentes armónicos, utilizando una simple calculadora de mano. El procedimiento está basado en el análisis de la serie de Fourier.

- Dada una onda distorsionada que desea analizar, decida qué armónico H es el que le interesa. Por ejemplo, si es el 7o. armónico, $H = 7$; si es el fundamental, $H = 1$.
- Multiplique el orden armónico H por 10. El número 10 H es el número mínimo de lecturas requerido por ciclo para garantizar que la precisión será del orden de $\pm 5\%$.

* Vea el estándar ANSI/IEEE C57.110-1986 titulado "IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents".

Por ejemplo, en el caso del 7o. armónico, $10 H = 10 \times 7 = 70$ lecturas.

3. Como un ciclo comprende 360° , el intervalo aproximado D entre lecturas es $D = 360^\circ / 10 H$. En el caso de un 7o. armónico, $D = 360^\circ / 70 = 5.14^\circ$. Este número puede ser redondeado a 5° , lo que simplifica la lista en grados.
 4. Prepare una tabla de 4 columnas similar a la mostrada en la tabla 30B. Las x indican los números que usted tiene que registrar.
- En la columna [1] encabezada por el símbolo θ , escriba los ángulos desde cero hasta 360° , separados por intervalos de D grados. Si D = 5° , la columna enlistará los números 0, 5, 10, 15,... hasta 360. Éstos representan los ángulos, en grados, de la onda distorsionada durante un ciclo.
5. Seleccione un punto de inicio en la onda distorsionada. Es usual (aunque no necesario) elegir el momento en que la onda pasa por cero. No obstante, sin importar donde esté el punto de inicio, siempre se designa como ángulo de 0.
 6. En la columna [2] encabezada por el símbolo A, escriba los valores de la onda distorsionada correspondiente a los ángulos enlistados en la columna [1].
 7. En la columna [3] encabezada por el símbolo A sen ($H\theta$), calcule el producto de $A \times \sin(H\theta)$

TABLA 30B ANÁLISIS ARMÓNICO

armónico H = ____		D = ____	
[1]	[2]	[3]	[4]
θ	A	$A \sin H\theta$	$A \cos H\theta$
0	x	x	x
x	x	x	x
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
x	<u>x</u>	<u>x</u>	<u>x</u>
	suma S_0	suma S_1	suma S_2
$A_0 = S_0 D / 360$		$X = S_1 D / 180$	$Y = S_2 D / 180$

para cada fila. Por ejemplo, si $\theta = 235^\circ$, $A = 49$ y $H = 7$, obtenemos para esta fila:

$$\begin{aligned} A \sin (H\theta) &= 49 \times \sin (7 \times 235^\circ) \\ &= 49 \sin 1645^\circ = -20.7 \end{aligned}$$

8. En la columna [4] encabezada por el símbolo A cos ($H\theta$), calcule el producto de $A \times \cos(H\theta)$ para cada fila.

Por ejemplo, si $\theta = 235^\circ$, $A = 49$ y $H = 7$, obtenemos $A \cos (H\theta) = 49 \times \cos (7 \times 235^\circ) = 49 \times \cos 1645^\circ = -44.4$.

9. Calcule la suma S_1 de los valores en la columna [3], excluyendo el valor correspondiente a $\theta = 360^\circ$. Luego calcule el valor de X de acuerdo con la ecuación:

$$X = S_1 D / 180 \quad (30.14)$$

10. Calcule la suma S_2 de los valores en la columna [4], excluyendo el valor correspondiente a $\theta = 360^\circ$. Despues calcule el valor de Y de acuerdo con la ecuación:

$$Y = S_2 D / 180 \quad (30.15)$$

11. La amplitud A_H del componente armónico deseado está dada entonces por:

$$A_H = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (30.16)$$

12. La posición angular α del armónico con respecto al punto de inicio ($\theta = 0^\circ$) está dada por:

$$\alpha = \arctan Y/X \quad (30.17)$$

La siguiente regla aplica a la ecuación 30.17:

Si el valor de X es negativo, se deben agregar 180° al ángulo.

13. El componente armónico que está buscando está dado por la expresión:

$$\text{armónico } H = A_H \sin (H\theta + \alpha) \quad (30.18)$$

El valor eficaz o rms del componente es igual a $A_H/\sqrt{2}$.

14. En algunos casos, la onda puede tener un componente de cd A_0 , además los componentes

de ca. Para determinar su valor, calcule la suma S_0 de los valores en la columna [2], excluyendo el valor de $\theta = 360^\circ$. El valor de A_0 está dado por

$$A_0 = S_0 D / 360 \quad (30.19)$$

Los cálculos anteriores se pueden realizar a mano, pero la tarea es mucho más fácil con una hoja de cálculo electrónica.

Ejemplo 30-14

La figura 30.36 muestra una forma de onda inusual. La mitad positiva de la onda es triangular y la mitad negativa es rectangular. Deseamos determinar:

- La amplitud y posición del fundamental
- La amplitud y posición del 4º armónico

Solución

a. Queremos analizar el fundamental; por consiguiente, $H = 1$ y $10H = 10 \times 1 = 10$. Así, debemos tomar al menos 10 lecturas durante un ciclo de la onda distorsionada. Por lo tanto, el intervalo D es $360^\circ / 10 = 36^\circ$. Dejemos $D = 30^\circ$ para mejorar un poco la precisión. Por consiguiente, debemos tomar $360^\circ / 30^\circ = 12$ lecturas durante un ciclo.

Observe que el valor de la onda cambia abruptamente a 160° , 240° y 320° . En esos casos, tomamos el promedio de los valores máximo y mínimo. Por lo tanto, a 160° el valor promedio es $(40 + 0)/2 = +20$. El valor promedio a 240° (y a 320°) es -20 .

La tabla 30C es la tabla de cuatro columnas mencionada anteriormente. La columna [1] muestra los ángulos de 0° a 360° en intervalos D de 30° . Siguiendo la forma de onda, el valor A

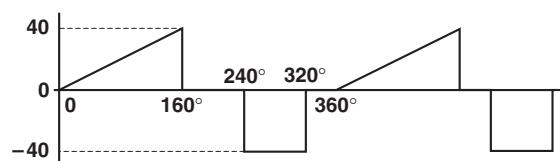


Figura 30.36

Análisis de una onda distorsionada.

TABLA 30C ANÁLISIS ARMÓNICO

armónico $H = 1$		$D = 30^\circ$	
[1]	[2]	[3]	[4]
θ	A	$A \sin H\theta$	$A \cos H\theta$
0	0	0	0
30	7.5	3.75	6.5
60	15	13	7.5
90	22.5	22.5	0
120	30	26	-15
150	37.5	18.75	-32.5
180	0	0	0
210	0	0	0
240	-20	17.3	10
270	-40	40	0
300	-40	34.6	-20
330	0	0	0
360	0	0	0
		$\overline{S_1} = 175.9$	$\overline{S_2} = -43.5$
$X = S_1 D / 180 = 29.3$		$Y = S_2 D / 180 = -7.3$	

correspondiente a cada ángulo se determina y asienta en la columna [2]. Entonces se hacen los cálculos necesarios para completar las columnas [3] y [4].

La suma S_1 en la columna [3] da 175.9. Por consiguiente, obtenemos

$$X = S_1 D / 180 = 175.9 \times 30 / 180 = 29.3$$

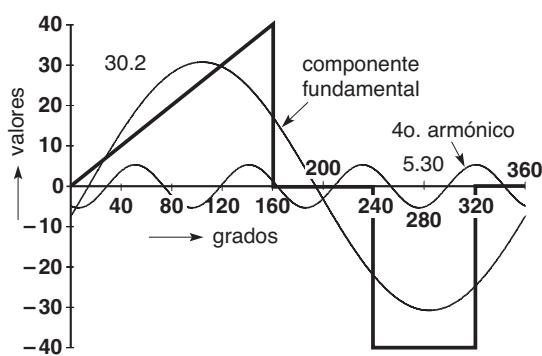
Asimismo, la suma de los valores en la columna [4] da $S_2 = -43.5$. Por lo tanto, obtenemos

$$Y = S_2 D / 180 = -43.5 \times 30 / 180 = -7.3$$

Aplicando las ecuaciones 30.16 y 30.17, obtenemos la amplitud A_1 y el ángulo de fase α del fundamental

$$A_1 = \sqrt{X^2 + Y^2} = \sqrt{29.3^2 + (-7.3)^2} = 30.2$$

$$\begin{aligned} \alpha &= \arctan\left(\frac{Y}{X}\right) = \arctan\left(\frac{-7.3}{29.3}\right) \\ &= \arctan(-0.249) = -14^\circ \end{aligned}$$

**Figura 30.37**

Componentes fundamental y 4o. armónico de la onda ilustrada en la figura 30.36.

Por lo tanto, el fundamental se puede expresar mediante la ecuación:

$$H_1 = A_1 \operatorname{sen}(H\theta + \alpha) = 30.2 \operatorname{sen}(\theta - 14^\circ)$$

El valor eficaz del fundamental es $30.2/\sqrt{2} = 21.3$.

La figura 30.37 muestra el fundamental superpuesto sobre la onda original.

- b. Consideremos ahora el 4o. armónico. En este caso, debemos elegir por los menos $10 H = 10 \times 4 = 40$ lecturas en la onda distorsionada. Así, el intervalo D no debe ser mayor que $360^\circ/40 = 9^\circ$.

TABLA 30D ANÁLISIS ARMÓNICO

armónico $H = 4$		$D = 9^\circ$	
[1] θ	[2] A	[3] $A \operatorname{sen} H\theta$	[4] $A \cos H\theta$
0	0	0	0
9	2.25	1.32	1.82
18	4.5	4.28	1.39
27	6.75	6.42	-2.09
36	9.0	5.29	-7.28

(continuación)

[1] θ	[2] A	[3] $A \operatorname{sen} H\theta$	[4] $A \cos H\theta$
45	11.25	0	-11.25
54	13.5	-7.94	-10.92
63	15.75	-14.98	-4.87
72	18.0	-17.12	5.56
81	20.25	-11.9	16.38
90	22.5	0	22.50
99	24.75	14.55	20.02
108	27.0	25.68	8.34
117	29.25	27.82	-9.04
126	31.5	18.52	-25.48
135	33.75	0	-33.75
144	36.0	-21.16	-29.12
153	38.25	-36.38	-11.82
162	0	0	0
171	0	0	0
180	0	0	0
189	0	0	0
198	0	0	0
207	0	0	0
216	0	0	0
225	0	0	0
234	0	0	0
243	-40	38.04	12.36
252	-40	38.04	-12.36
261	-40	23.51	-32.36
270	-40	0	-40.0
279	-40	-23.51	-32.36
288	-40	-38.04	-12.36
297	-40	-38.04	12.36
306	-40	-23.51	32.36
315	-40	0	40.0
324	0	0	0
333	0	0	0
342	0	0	0
351	0	0	0
360	0	0	0
		$S_1 = -29.11$	$S_2 = -101.96$

La tabla 30D contiene nuevamente 4 columnas. En este caso, la suma S_1 de la columna [3] da -29.11 y la de la columna [4] da $S_2 = -101.96$. Por lo tanto

$$X = S_1 D / 180 = -29.11 \times (9^\circ) / 180 = -1.46$$

$$Y = S_2 D / 180 = -101.96 \times (9^\circ) / 180 = -5.10$$

Así, la amplitud del 4o. armónico es

$$A_4 = \sqrt{X^2 + Y^2} = \sqrt{(-1.46)^2 + (-5.1)^2} = 5.30$$

y el ángulo de fase es

$$\begin{aligned}\alpha &= \arctan\left(\frac{Y}{X}\right) = \arctan\left(\frac{-5.10}{-1.46}\right) \\ &= \arctan 3.49 = 74^\circ\end{aligned}$$

Sin embargo, como X es negativo, debemos agregar 180° al valor calculado de 74° . De esta manera, el ángulo verdadero es $\alpha = 74^\circ + 180^\circ = 254^\circ$.

El 4o. armónico se puede expresar mediante la ecuación:

$$H_4 = 5.3 \operatorname{sen}(4\theta + 254^\circ)$$

La figura 30.37 muestra el 4o. armónico superpuesto tanto en la forma de onda original como en la onda fundamental.

Repitiendo el mismo ejercicio podemos encontrar expresiones para los armónicos 2o. a 12o. (vea la tabla 30E). La suma del fundamental y los primeros doce armónicos se muestra gráficamente en la figura 30.38.

TABLA 30E COMPONENTES ARMÓNICOS

Fundamental	$30.2 \operatorname{sen}(\theta - 14^\circ)$
2o. H	$7.7 \operatorname{sen}(2\theta + 100^\circ)$
3o. H	$7.4 \operatorname{sen}(3\theta + 119^\circ)$
4o. H	$5.3 \operatorname{sen}(4\theta + 254^\circ)$
5o. H	$4.1 \operatorname{sen}(5\theta + 110^\circ)$
6o. H	$4.6 \operatorname{sen}(6\theta + 239^\circ)$
7o. H	$2.1 \operatorname{sen}(7\theta + 269^\circ)$
8o. H	$3.3 \operatorname{sen}(8\theta - 8^\circ)$
9o. H	$1.4 \operatorname{sen}(9\theta + 184^\circ)$
10o. H	$3.0 \operatorname{sen}(10\theta + 1^\circ)$
11o. H	$1.5 \operatorname{sen}(11\theta + 97^\circ)$
12o. H	$1.9 \operatorname{sen}(12\theta + 117^\circ)$

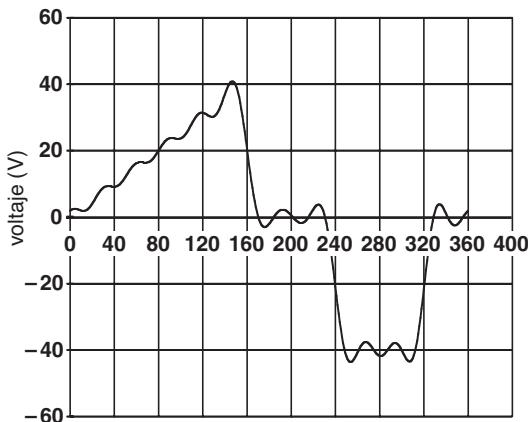


Figura 30.38

Forma de onda obtenida sumando el fundamental y los primeros 12 armónicos de la figura 30.36.

La forma de onda resultante se aproxima bastante a la forma de onda original aun cuando el número de armónicos es muy limitado.

Preguntas y problemas

Nivel práctico

- 30-1 Un corriente armónica distorsionada a 60 Hz contiene un 5o. armónico de 20 A y un fundamental de 30 A (valores rms). Calcule
 - a. El valor eficaz de la corriente distorsionada
 - b. La frecuencia del fundamental
 - c. La frecuencia de la armónica
- 30-2 Un voltaje a 60 Hz que tiene un valor eficaz de 485 V contiene varios armónicos. El fundamental tiene un valor efectivo de 481 V. Calcule el valor eficaz de todos los armónicos.
- 30-3 En el problema 30-2, calcule la distorsión armónica total en porcentaje.
- 30-4 Una corriente tiene los siguientes componentes: fundamental: 960 A; 5o. armónico: 156 A; 7o. armónico: 235 A. Calcule
 - a. El valor eficaz de la corriente
 - b. El factor de distorsión en porcentaje

- 30-5 En el problema 30-4, la corriente fluye en un resistor de $2\ \Omega$. Calcule la potencia total disipada y la potencia asociada
- con la corriente fundamental
 - con el 5o. armónico
 - con el 7o. armónico
- 30-6 Se aplica un voltaje sinusoidal de 480 V a una carga no lineal. La corriente resultante de 85 A contiene un fundamental de 74 A retrasado 32° con respecto al voltaje. Calcule
- El factor de potencia de desplazamiento
 - La potencia activa suministrada por la fuente
 - El factor de potencia total
- 30-7 Un cable trifásico de 4 conductores alimenta un grupo de lámparas de halógeno que están conectadas entre la línea y el neutro. La corriente en las líneas tiene un valor efectivo de 320 A, de los cuales 47 A se deben al 3er. armónico. Calcule el valor de la corriente que fluye en el neutro.

Nivel intermedio

- 30-8 Un voltaje de 4300 V tiene una distorsión armónica total (THD) de 26%. Calcule los valores rms de
- El fundamental
 - Todos los armónicos
- 30-9 Una fuente de 60 Hz contiene un fundamental de 730 V y un 5o. armónico de 108 V. La fuente está conectada a una inductancia de 5 mH en serie con una resistencia de $10\ \Omega$. Calcule los valores eficaces de las siguientes corrientes y voltajes:
- Corriente fundamental
 - 5a. corriente armónica
 - Corriente en el circuito
 - Voltaje a través del resistor
 - Voltaje a través del inductor
- 30-10 Un cable trifásico conduce una corriente distorsionada de 830 A que contiene un 7o. armónico de 60 A. La resistencia del cable es de $2\ m\Omega$. Si se elimina el armónico, ¿cuánto disminuirán las pérdidas en el cable?
- 30-11 Una onda cuadrada tiene una amplitud de 100 V. Con el método descrito en la sección 30.18, determine el valor pico del componente fundamental. Considere intervalos

de 30° . Compare su valor con el valor exacto dado en la tabla 2A del capítulo 2.

- 30-12 La onda triangular de la figura 30.39 tiene un valor pico de 100 V. Determine el valor rms aproximado del fundamental.

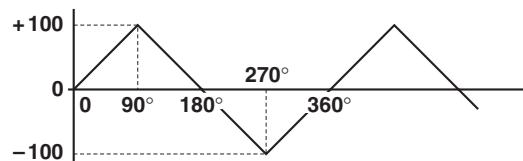


Figura 30.39

Vea el problema 30-12.

Nivel avanzado

- 30-13 En la figura 30.40, utilizando el método de la sección 30.18, determine los valores pico
- del fundamental
 - del 3er. armónico
 - del 5o. armónico

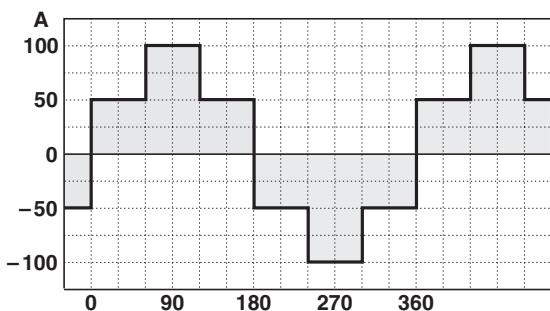
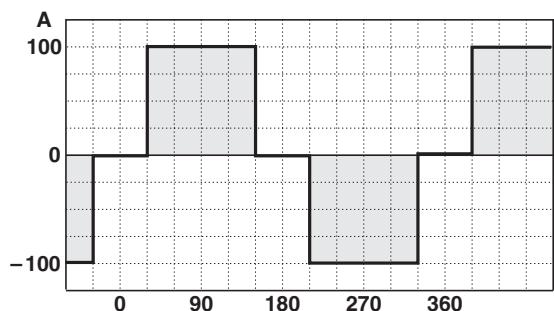


Figura 30.40

Vea el problema 30-13.

- 30-14 En la figura 30.41, determine los valores pico
- del fundamental
 - del 3er. armónico
 - del 5o. armónico
- 30-15 En el problema 30-13, determine
- El valor eficaz de la corriente
 - El valor eficaz del fundamental

**Figura 30.41**

Vea el problema 30-14.

- c. El valor eficaz de todos los armónicos
- d. La THD

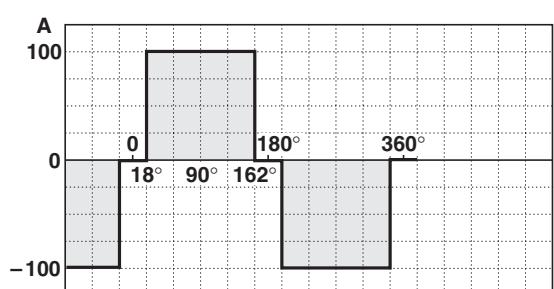
- 30-16 Un conductor de alimentación trifásico de 24 kV que suministra potencia a un edificio comercial tiene una capacidad en situación de cortocircuito de 60 MVA.

Calcule

- a. La reactancia del conductor de alimentación, por fase
- b. La corriente por fase si ocurriera un cortocircuito en la entrada de servicio del edificio corriente arriba del transformador reductor

- 30-17 En la figura 30.42 la corriente rectangular tiene un valor pico de 100 A. Su amplitud es cero durante intervalos sucesivos de 36°, como se muestra.

- a. Calcule el valor eficaz del fundamental
- b. Demuestre que el 5o. armónico es esencialmente cero

**Figura 30.42**

Vea el problema 30-17.

- 30-18 La siguiente ecuación representa un voltaje distorsionado (ángulos expresados en grados, t en segundos):

$$E = 850 \operatorname{sen} 18000t + 340 \operatorname{sen} (126000t - 30^\circ)$$

Calcule

- a. La frecuencia del fundamental y del armónico
- b. El valor eficaz del fundamental y del armónico
- c. El valor eficaz del voltaje distorsionado
- d. El voltaje instantáneo cuando $t = 1$ ms
- e. Trace un diagrama fasorial que represente el voltaje distorsionado y bosqueje su forma de onda.

- 30-19 Una carga no lineal genera los armónicos siguientes, cuando está conectada a una fuente de 50 Hz:

$$5\text{o.: } 20 \text{ A} \quad 7\text{o.: } 4 \text{ A} \quad 11\text{o.: } 9 \text{ A} \quad 13\text{o.: } 8 \text{ A}$$

Las corrientes fluyen en un circuito que contiene una inductancia de $1300 \mu\text{H}$ en paralelo con un capacitor de $40 \mu\text{F}$.

Calcule

- a. El valor de los voltajes armónicos respectivos a través de las terminales de la inductancia
- b. El valor eficaz de todos los voltajes armónicos a través de la inductancia
- c. El valor eficaz de la corriente que fluye en el capacitor

- 30-20 En la figura 30.11, determine la amplitud y el ángulo de fase del componente fundamental de la corriente recortada. Use intervalos de 6° .

- 30-21 La figura 30.43 muestra un voltaje periódico compuesto de una sucesión de pulsos sinusoidales que tienen una amplitud de 100 V. Utilizando intervalos D de 6° , determine

- a. La amplitud y el ángulo de fase del fundamental
- b. El componente de cd
- c. El valor eficaz del voltaje
- d. El valor eficaz de todos los armónicos.

**Figura 30.43**

Vea el problema 30-21.

**Figura 30.44**

Este instrumento portátil, el “Scopemeter”, incorpora un osciloscopio, un multímetro y una grabadora. Se utiliza para verificar sistemas de control, incluyendo controles electrónicos de velocidad variable.

(Cortesía de Fluke Electronics Canada Inc.)

**Figure 30.45**

Este instrumento portátil, el “Power Harmonics Analyzer”, puede medir la distorsión armónica total (THD) de un voltaje o corriente hasta el 31er. armónico. También puede medir la potencia activa, reactiva y aparente de un circuito trifásico, así como su factor de potencia. También lee el factor K de una corriente.

(Cortesía de Fluke Electronics Canada Inc.)

CAPÍTULO 31

Controladores lógicos programables

31.0 Introducción

De todos los dispositivos utilizados para controlar operaciones de manufactura, el *controlador lógico programable* (PLC, por sus siglas en inglés) es uno de los más importantes. Los primeros PLCs fueron introducidos a principios de la década de 1960, principalmente por la industria automotriz. Hasta entonces, el control automático de equipo de manufactura se realizaba con cientos, e incluso miles, de relevadores contenidos en gabinetes metálicos.

Los cambios anuales de modelo de los automóviles requerían modificaciones frecuentes de las líneas de producción y sus sistemas de control mediante relevador asociados. Como los sistemas de control eran complejos, las modificaciones tardaban mucho tiempo y a menudo ocurrían errores al realizar conexiones. Por estas razones, los ingenieros de control desarrollaron un sistema programable computarizado para reemplazar los gabinetes de relevadores.

Esto representó un gran reto para muchas compañías. De hecho, las computadoras que se utilizaban anteriormente para realizar tareas de contabilidad fueron modificadas para responder a las necesidades de la industria. Poco a poco, las técnicas fueron mejoradas y aumentaron los usuarios de la nueva tecnología. Sin embargo, transcurrió una década antes de que los fabricantes adoptaran sistemáticamente el nuevo concepto.

Hoy en día, el controlador lógico programable (conocido también como *controlador programable*) es el dispositivo de control más utilizado en la industria. Más de 50 fabricantes ofrecen cientos de modelos diferentes.

31.1 Capacidad de PLCs industriales

Al principio, los PLCs se utilizaban principalmente para reemplazar relevadores físicos alámbricos. Esto ofrecía muchas ventajas porque los PLCs ocupaban menos espacio que los gabinetes de relevadores convencionales y consumían mucho menos energía. Además, eran programables y estaban equipados con indicadores LED (diodo emisor de luz) que facilitaban verificar la operación del sistema de control y diagnosticar los problemas.

Hoy en día, gracias a la evolución de la electrónica y la tecnología computacional, el desempeño de los PLCs es impresionante. A pesar de que aún se utilizan para reemplazar relevadores, ahora son capaces de realizar operaciones matemáticas y controlar y regular procesos industriales. Por ejemplo, pueden regular la temperatura, presión, velocidades de flujo, controles de motores, etc. Además, los PLCs ahora pueden comunicarse entre sí, lo mismo que con una computadora central. Ésta puede de reunir datos, cambiar los parámetros de operación e incluso modificar la programación de los PLCs.

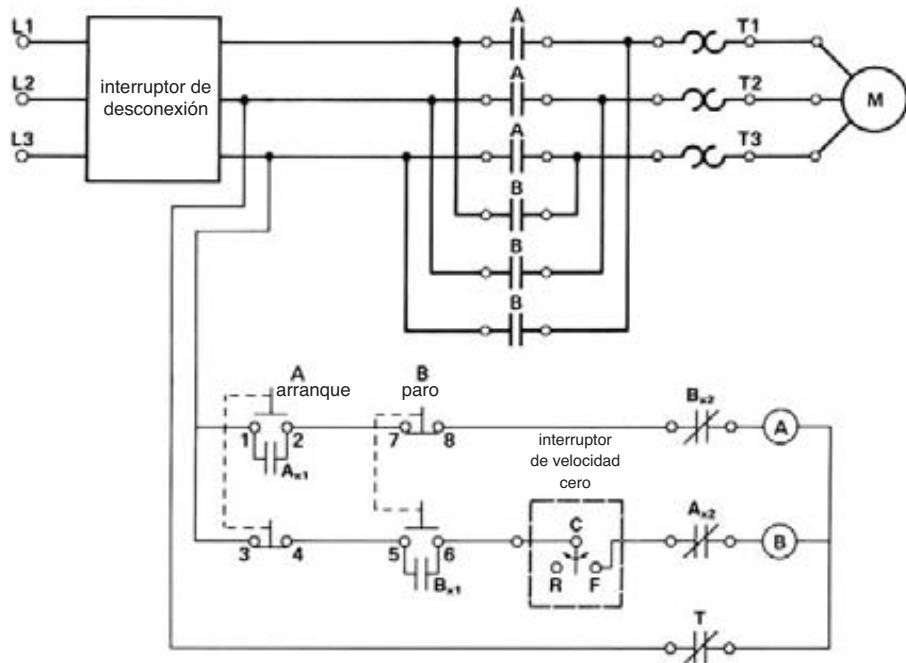
**Figura 20.24a (reproducción)**

Diagrama esquemático simplificado de un arrancador con control de inversión de rotación.

Algunos controladores programables pueden manejar más de 3000 entradas y salidas. Estos PLC son capaces de reemplazar con facilidad más de 10 000 relevadores convencionales. Por consiguiente, es posible controlar una fábrica completa con un solo PLC. Sin embargo, en el caso de fábricas grandes, siempre es preferible instalar varios PLCs por toda la planta y enlazarlos mediante una red de comunicaciones. Utilizando PLCs individuales para manejar procesos de producción específicos, los PLCs pueden hacerse más pequeños, más rápidos y más fáciles de programar.

En las secciones siguientes veremos el principio básico del controlador lógico programable por medio de un modelo muy simple. Seguiremos con un estudio más detallado de la construcción física real de un PLC. Por último, examinaremos cómo se aplican los PLCs en la industria y cómo se hace la transición de los relevadores alámbricos a los PLCs.

31.2 Elementos de un sistema de control

Durante nuestro estudio de sistemas de control en el capítulo 20, vimos que unos cuantos botones, relevadores y contactos auxiliares de baja potencia podían controlar grandes contactores para arrancar o detener motores eléctricos. Además, al examinar los diagramas esquemáticos de las figuras 20.16b, 20.24a y 20.25, notamos que son muy similares. Si omitimos el número de dispositivos de control utilizados en cada caso, vemos que la diferencia fundamental entre los tres diagramas radica en la forma en que están interconectados los dispositivos de control.

Supongamos que tenemos una “caja negra”, dentro de la cual podemos hacer varias conexiones entre los dispositivos de *control* (botones, contactos auxiliares) y los dispositivos *controlados* (bobinas de retención de contactores, luces piloto). En el caso de la figura

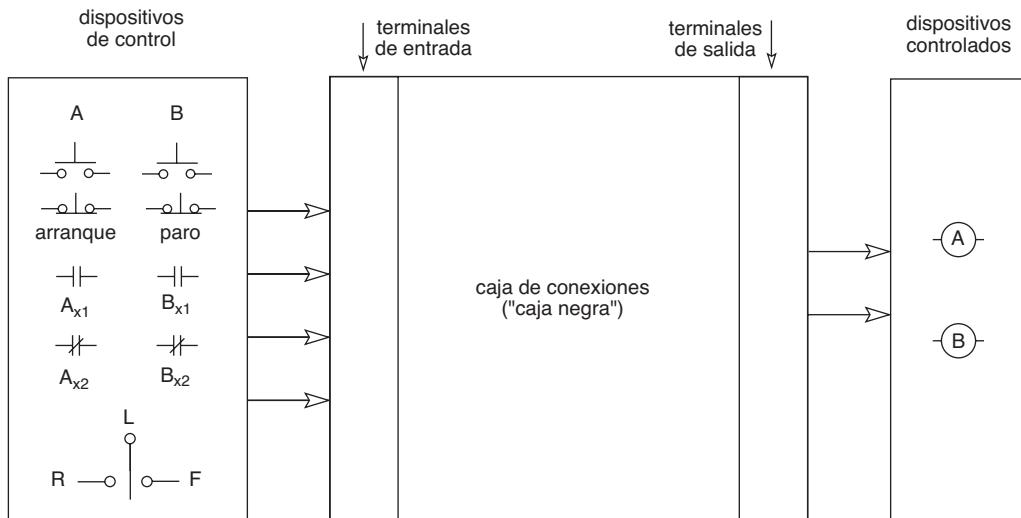


Figura 31.1

Un sistema automatizado se compone de dispositivos de control y dispositivos controlados. Todos estos dispositivos de activación/desactivación son de la misma naturaleza, independientemente del sistema automatizado. Los sistemas difieren sólo en el número de dispositivos y en las conexiones entre ellos.

20.24a (reproducida aquí por conveniencia), esta estrategia da por resultado la configuración mostrada en la figura 31.1. Los dispositivos de control (botones de arranque y detención, contactos auxiliares e interruptor de velocidad cero) están conectados a las *terminales de entrada* de la caja negra. Del mismo modo, los dispositivos que son controlados (bobinas de detención A y B) están conectados a las *terminales de salida* en el lado derecho de la caja negra.

Suponga que la caja negra es una computadora. La computadora está diseñada para *simular* los relevadores, las bobinas relevadoras, los contactos relevadores, así como las conexiones entre ellos. Este enfoque abre enormes posibilidades porque la computadora puede simular cientos de relevadores que tienen miles de contactos. El número sólo está limitado por la capacidad de memoria de la computadora. Por consiguiente, el sistema de control puede adoptar la forma general mostrada en la figura 31.2. Un controlador lógico programable consta de cinco partes básicas.

1. Una *unidad central de procesamiento* (CPU, por sus siglas en inglés), que es una computadora que puede simular los contactos relevadores y bobinas relevadoras requeridos, así como las conexiones entre ellos.
2. Un *módulo de entrada*, que sirve como interfaz entre los dispositivos de control y la CPU.
3. Un *módulo de salida*, que sirve como interfaz entre la CPU y los dispositivos que están siendo controlados.

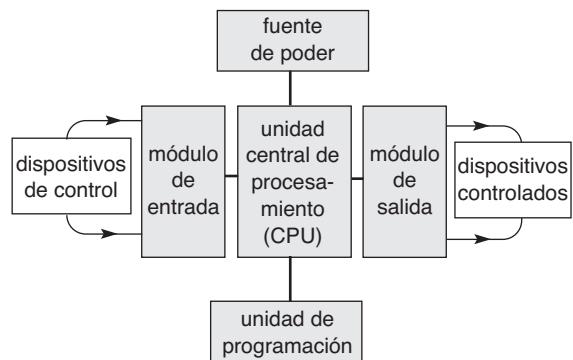
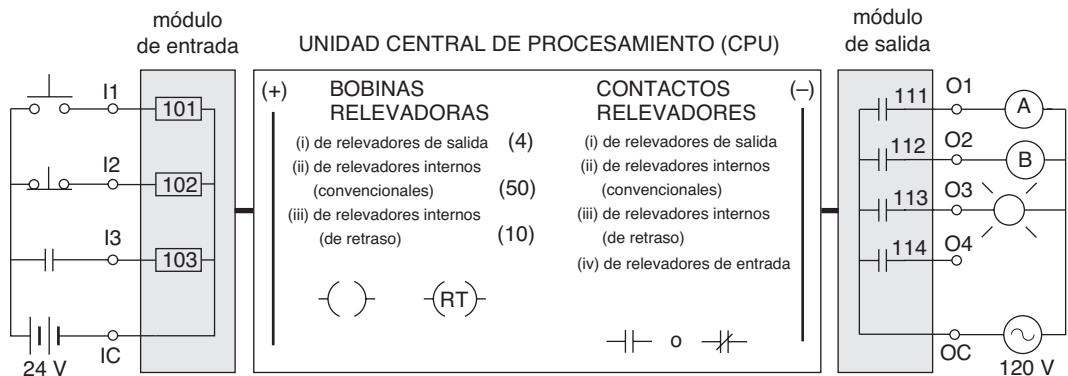


Figura 31.2
Las cinco partes de un PLC.

**Figura 31.3**

La unidad central de procesamiento (CPU) contiene en su memoria un “conjunto” de elementos, como “bobinas relevadoras”, “contactos”, “contadores”, etc. Las “bobinas relevadoras” de la CPU están representadas por círculos truncados.

4. Una *unidad de programación integrada* por un teclado y un monitor para programar la CPU. Nos permite seleccionar diferentes tipos de “relevadores” y “contactos” que la computadora puede simular, así como la forma en que se deben conectar.
5. Una *fuente de poder* que suministra la energía requerida por la CPU, por los módulos de entrada/salida (E/S) y por la unidad de programación.

Examinemos la construcción y la función que desempeñan los primeros componentes antes mencionados. Para simplificar las cosas, elegiremos un PLC muy simple que tiene sólo 3 terminales de entrada y 4 de salida (Fig. 31.3).

El *módulo de entrada* tiene tres terminales designadas I1, I2 e I3 y una terminal común IC. Los dispositivos de control externos reales están conectados entre las terminales I1, I2 e I3, respectivamente, y un lado de una fuente de 24 V. El otro lado de la fuente está conectado a la terminal IC, como se muestra en la figura. Cada terminal tiene asociado un pequeño rectángulo con el número de referencia (dirección). Por ejemplo, la dirección 102 está asociada con la terminal I2.

Para entender la operación del módulo de entrada, es útil imaginar que cada rectángulo corresponde a una “bobina relevadora” que es “excitada” por el dispositivo de control externo asociado. Por ejemplo, la “bobina” 102 normalmente está excitada porque el botón aso-

ciado con ella está normalmente cerrado (NC). Por otra parte, la “bobina” 101 normalmente “no está excitada” porque el botón asociado con ella está normalmente abierto (NA). Del mismo modo, la “bobina” 103 normalmente “no está excitada” porque el contacto auxiliar asociado con ella está normalmente abierto. Los “contactos” asociados con las “bobinas” 101, 102 y 103 se encuentran en la CPU, donde forman parte del circuito de control virtual (es decir, simulado). El circuito de control simulado no se muestra en la figura 31.3.

El *módulo de salida* (Fig. 31.3) tiene cuatro terminales O1, O2, O3 y O4, así como una terminal común OC. Las cuatro terminales están asociadas con los cuatro contactos normalmente abiertos que tienen los números de referencia 111, 112, 113 y 114. En ocasiones, estos contactos NA son los contactos mecánicos de relevadores. En otros casos, son interruptores electrónicos (como triacs) que se abrirán o cerrarán conforme a la señal recibida de una “bobina relevadora” en la CPU.

La figura 31.3 muestra dos bobinas de contactor externas A y B y una lámpara piloto, conectadas respectivamente entre tres de estas terminales de módulo de salida y un lado de una fuente de ca de 120 V. El otro lado de la fuente de ca está conectado a la terminal OC. La terminal O4 no tiene una conexión asociada. Los números de referencia en los módulos de entrada y salida son “direcciones” establecidas por el fabricante del PLC.

La *unidad central de procesamiento* tiene una función de memoria y una función de operación. Podemos

imaginar que contiene un enorme conjunto de “contactos” y “bobinas relevadoras”. Este inventario de partes está almacenado en la memoria de la CPU. El modelo simple de la figura 31.3 contiene los siguientes componentes virtuales (simulados) en su memoria:

1. Los “contactos” que corresponden a las “bobinas relevadoras” (rectángulos) en el módulo de entrada. El número de “contactos” por “bobina” y su condición NA o NC se establece mediante la unidad de programación. Estos contactos particulares (no mostrados explícitamente en la figura 31.3) tendrían los mismos números de referencia que las “bobinas relevadoras”, es decir, 101, 102 y 103.
2. Las “bobinas” de los “relevadores” asociadas con los cuatro contactos NA del módulo de salida. Estas “bobinas” particulares (no mostradas explícitamente) tendrían los mismos números de referencia 111, 112, 113 y 114 que los contactos que activan. Como hay cuatro terminales de salida, el número de “bobinas de salida” también es cuatro.
3. Las “bobinas relevadoras” y los “contactos” de los “relevadores internos”. Las “bobinas” y los “contactos” de estos “relevadores internos” operan por completo adentro de la CPU; no aparecen en los módulos de entrada o salida.

La memoria contiene un número casi ilimitado de “contactos” que pueden estar asociados con cualquiera de las “bobinas relevadoras” internas. Los “contactos” tienen los mismos números de referencia que la “bobina relevadora” que los activa. Según los requerimientos del sistema de control, podemos programar tantos “contactos” por “relevador” como se requiera. Para “excitar” las diversas “bobinas relevadoras”, la CPU simula una alimentación de potencia representada por dos “barras colectoras” verticales (+) y (-). Supongamos que el inventario en la CPU contiene los siguientes elementos internos:

1. 50 “bobinas” de “relevadores” convencionales que tienen los números de referencia 701 a 750.
2. 10 “bobinas” de “relevadores de retraso” que ostentan números de referencia del 901 al 910. Los retrasos asociados con estos “relevadores” se pueden establecer durante el periodo de programación.

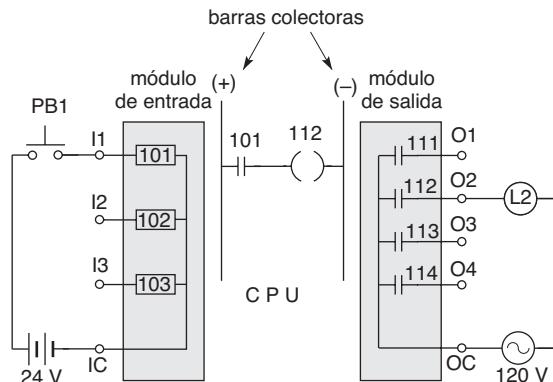


Figura 31.4

El “contacto” 101, la “bobina” 112, y las conexiones entre ellos y las “barras colectoras” se programan con el teclado. El rectángulo 101 simula la “bobina” del relevador 101.

A continuación utilizaremos cinco ejemplos para ilustrar el comportamiento de este PLC simple.

31.3 Ejemplos del uso de un PLC

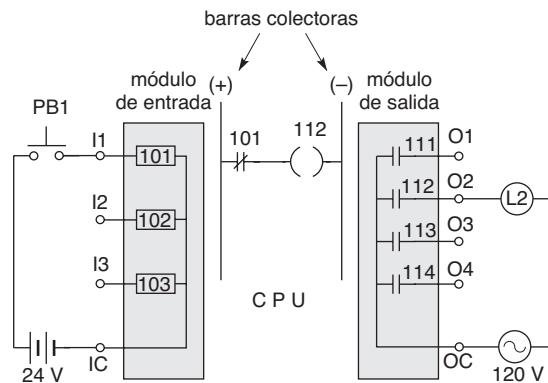
Ejemplo 31-1

En la figura 31.4, deseamos que la lámpara L2 prenda al oprimir el botón PB1.

Solución

1. Como el botón PB1 está conectado a la terminal I1, la “bobina” 101 es excitada cuando se oprime el botón.
2. Como la lámpara L2 está conectada a la terminal O2, el contacto 112 (contacto de relevador o triac) está cerrado cuando L2 se enciende.
3. En virtud de (1), el operador debe seleccionar un “contacto” normalmente abierto que tenga el número de referencia 101 del conjunto de componentes en la memoria de la CPU. Del mismo modo, en virtud de (2), debe seleccionar la “bobina relevadora” de salida 112. (Las bobinas relevadoras simuladas se muestran como círculos truncados.)

Las selecciones se hacen con el teclado. Por último, utilizando el monitor y el teclado, el operador programa las conexiones entre el “contacto” 101, la

**Figura 31.5**

Este diagrama es similar al de la figura 31.4, excepto que se ha programado un “contacto” 101 normalmente cerrado en la CPU, en lugar de un contacto normalmente abierto (NA).

“bobina” 112 y las “barras colectoras” (+) y (-) como se muestra en la figura 31.4.

Como resultado de este programa, cuando se oprime el botón PB1, la “bobina” 101 es activada por la fuente de cd externa de 24 V. Esto hace que el “contacto” 101 se cierre, lo que a su vez excita la “bobina” 112. Cuando la “bobina” 112 es excitada, el contacto 112 se cierra y la lámpara L2 se enciende.

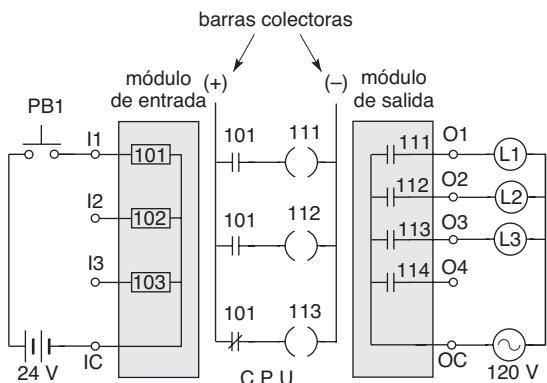
Observe que el “contacto” 101 y la “bobina” 112 no existen en realidad. Son simplemente elementos virtuales simulados por la computadora. Cuando la “bobina” 112 es “excitada”, hace que el contacto 112 se cierre. Como resultado, la lámpara real L2 es energizada por la fuente real de 120 V. (Como vimos anteriormente, los contactos normalmente abiertos 111 a 114 en el módulo de salida por lo general son triacs o contactos mecánicos.)

Ejemplo 31-2

En la figura 31.5, el botón PB1 nuevamente debe activar la lámpara piloto L2, pero en esta ocasión la lámpara debe apagarse al oprimir el botón PB1.

Solución

1. La configuración es idéntica a la del ejemplo 31-1, excepto que el operador debe seleccionar de la memoria un “contacto” 101 que esté normalmente cerrado. En consecuencia, la “bobina” 112 normalmente está excitada, por lo que el contacto real 112 está normalmente cerrado.

**Figura 31.6**

Programando más “contactos” y “bobinas relevadoras” en el circuito en escalera, se puede desarrollar un sistema de control más complejo.

Presionando unas cuantas teclas en el teclado, el operador puede realizar este cambio en menos de un minuto.

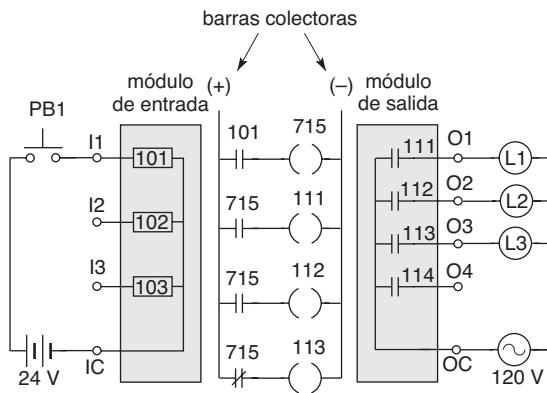
Ejemplo 31-3

En la figura 31.6, el botón PB1 debe controlar tres lámparas (L1, L2 y L3) de manera tal que, al oprimirlo, L1 y L2 se enciendan y L3 se apague.

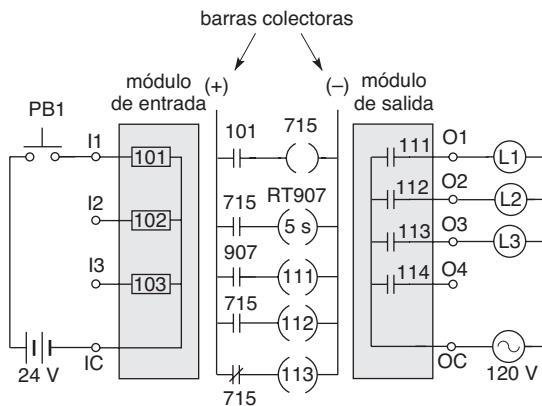
Solución

1. Las tres lámparas están conectadas a los terminales O1, O2 y O3, así que son controladas por los contactos 111, 112 y 113. Por consiguiente, el operador del PLC debe seleccionar las tres “bobinas” correspondientes 111, 112 y 113.
2. La “bobina” de entrada 101 ahora debe estar equipada con tres “contactos” (todos designados 101), dos de los cuales deben estar normalmente abiertos y uno normalmente cerrado. El operador debe programar las conexiones que aparecen en el “cristal en escalera” entre las “barras colectoras” (+) y (-).

Observe que podemos agregar “contactos”, incrementar el número de “relevadores” y cambiar las “conexiones” con sólo oprimir algunas teclas en el teclado. Nunca tenemos que pelar cables o montar un relevador en un anaquel. Como antes, los contactos 111, 112 y 113 son componentes reales (generalmente triacs). Desde luego, la fuente de 120 V y las tres lámparas también son reales.

**Figura 31.7**

Los dispositivos externos conectados a los módulos de entrada y salida funcionan de la misma forma que en la figura 31.6, pero el circuito de la CPU se programa de forma diferente. En este caso, se agregó un “relevador” auxiliar interno 715.

**Figura 31.8**

Este circuito en escalera de la CPU utiliza un “relevador de retraso” designado RT907. El retraso se programa, como todos los demás elementos, entre las “barras colectoras” (+) y (-).

Ejemplo 31-4

En la figura 31.7, la operación del botón PB1 y de las lámparas es igual que en el ejemplo 31-3, pero ahora el PLC utiliza un “relevador interno” 715.

Solución

- Entre los 50 “relevadores” internos 701 a 750 que el operador puede seleccionar del banco de memoria de la CPU, decide seleccionar el “relevador” 715. Además, selecciona tres “contactos” asociados, todos con el número 715. Dos de estos contactos están normalmente abiertos y uno está normalmente cerrado.
- El operador programa entonces las “conexiones” de la CPU como se muestra en la figura 31.7.

Al oprimir el botón PB1, la “bobina” 101 es excitada, lo cual cierra el “contacto” 101. Esto excita la “bobina” 715, la que a su vez “excita” los contactos 111 y 112. Como resultado, los contactos 111 y 112 se cierran, y las lámparas L1 y L2 se prenden. Al mismo tiempo, la “bobina” 113 es “desactivada”, lo que provoca que se abra el contacto 113, con lo cual se apaga la lámpara L3.

Otra vez observamos que este nuevo circuito implica sólo la computadora. Las conexiones externas a los módulos de entrada y salida de las figuras 31.6 y 31.7 son las mismas.

Ejemplo 31-5

En la figura 31.8 se requiere el mismo control que en el ejemplo 31-4, pero la lámpara L1 debe encender 5 segundos después de oprimir el botón.

Solución

- En este caso el operador debe agregar un “relevador de retraso” interno para activar la lámpara L1. El resto del circuito no cambia.
- El operador selecciona el “relevador de retraso” RT 907 del banco de memoria de la CPU. Luego agrega el “contacto” normalmente abierto 907 y realiza las “conexiones” en la CPU como se muestra en la figura 31.8. Por último, programa el retraso del RT 907 a 5 segundos.

Al oprimir PB1, el “contacto” 101 se cierra, lo cual excita la “bobina” del relevador 715. Los dos “contactos” 715 normalmente abiertos se cierran de inmediato y el “contacto” 715 normalmente cerrado se abre. En consecuencia, la lámpara L2 se enciende de inmediato y la lámpara L3 se apaga. La “bobina” virtual RT907 es excitada pero su “contacto” 907 se cierra sólo 5 segundos más tarde. Por lo tanto, la lámpara L1 se enciende después de un retraso de 5 segundos.

Todos estos cambios pueden hacerse en un minuto. De hecho, está claro que podríamos hacer que las lámparas se prendieran y apagaran de la manera que de-

seamos con sólo agregar más “relevadores de retraso”, “contactos”, etc. En otras palabras, podemos cambiar el funcionamiento prendida/apagada de las lámparas con sólo presionar unas cuantas teclas. Un logro bastante notable si consideramos que las conexiones externas no cambian en absoluto.

31.4 Unidad central de procesamiento (CPU)

Ya vimos que todos los PLCs se componen de una unidad central de procesamiento (CPU), una unidad de programación, un módulo de entrada y un módulo de salida (Fig. 31.2). En los cinco ejemplos precedentes vimos la función que realizan estos componentes. A continuación describiremos la construcción y el modo de operación de estos componentes, comenzando con la CPU.

La unidad central de procesamiento es el cerebro del PLC. Es un circuito complejo compuesto de uno o más microprocesadores. Sin entrar en detalles, describiremos brevemente la memoria de la CPU y cómo se utiliza.

Existen dos tipos de memoria. El primero es *no volátil*, lo que significa que su contenido no puede ser borrado o modificado. El segundo es *volátil*, lo que significa que su contenido memorizado puede ser cambiado con facilidad. La memoria *no volátil* contiene todas las instrucciones requeridas para el manejo del PLC. Estas instrucciones se utilizan para verificar los módulos de entrada y para determinar el estado de los dispositivos de control. También transmite órdenes a los módulos de salida. Finalmente, interpreta y ejecuta las instrucciones dadas con el teclado, y después ejecuta el programa de usuario.

En la sección de memoria, el fabricante del PLC instala las funciones que puede ejecutar éste. Además de las funciones de tipo relevador —como la función de bobina, la función de contacto, etc.— el PLC ofrece cientos de funciones más. Éstas pueden ser funciones aritméticas, funciones de interruptor de tambor, funciones de temporizador, contadores y registros. De hecho, la memoria no volátil establece todos los parámetros de operación del PLC. El fabricante define el contenido de la memoria no volátil y el usuario no puede borrarlo o modificarlo.

La memoria *volátil* del PLC se divide en varias secciones. Tres de ellas se utilizan para registrar el estado de los módulos de entrada, el estado de los módulos de salida y el programa del usuario.

La CPU realiza las siguientes tareas secuenciales:

1. Durante un breve intervalo, la CPU verifica todos los módulos de entrada y registra el estado activo/inactivo de los dispositivos de control externos que están conectados a ellos. (El estado debe ser verificado a intervalos de milisegundos porque durante un plan de producción, la condición activo/inactivo de los dispositivos de control puede cambiar en cualquier momento.)
 2. La CPU ejecuta el programa del usuario. Durante este período, y según el programa y el estado de las entradas que hayan sido registradas, la CPU decide qué salidas deben activarse. Mientras el programa se está ejecutando, estas decisiones se almacenan en una sección de la memoria reservada para este propósito.
 3. La CPU transmite las decisiones memorizadas a los módulos de salida. Durante este intervalo, los módulos de salida activan o desactivan los dispositivos externos que están conectados a las terminales de salida.
- El ciclo de operación consiste en (a) tomar lecturas sucesivas del estado de las entradas; (b) ejecutar el programa de usuario, y (c) transmitir los resultados a los módulos de salida. El ciclo de operación recibe el nombre de *exploración*.
- El proceso de exploración secuencial continúa cuando el PLC está en operación. El tiempo requerido para realizar una exploración completa depende de la velocidad del PLC y del tamaño del programa de usuario. Como regla general, se requiere de 2 a 10 ms para realizar una exploración completa.
4. Durante el proceso de exploración, la CPU verifica sistemáticamente el funcionamiento correcto del hardware mediante un análisis de diagnóstico.

31.5 Unidad de programación

La unidad de programación, compuesta por un teclado y un monitor, se utiliza para programar el PLC. Pero su utilidad no termina allí. También permite al usuario ob-

servar el estado de los módulos de entrada y salida, así como cambiar ciertos parámetros. Además, sirve como herramienta para verificar y diagnosticar el PLC. Finalmente, se utiliza para guardar los programas en cinta o disco, y para recuperarlos de estos dispositivos. Sin embargo, aunque la unidad de programación desempeña varias funciones, no se requiere cuando el PLC está operando. Por consiguiente, la unidad de programación se puede desconectar una vez que el proceso industrial está en operación.

La unidad de programación puede ser una pequeña unidad de mano compuesta de un teclado y un pequeño monitor (Figs. 31.9 y 31.10). También puede ser una computadora con una gran pantalla y un teclado con teclas especiales. Como está diseñada para uso industrial, la unidad de programación debe ser portátil y robusta. Con el software apropiado, una computadora personal se puede utilizar como unidad de programación del PLC.

31.6 Módulos de E/S

Como mencionamos anteriormente, los módulos de entrada y salida (designados con la abreviatura E/S) son interfaces entre los dispositivos de control externos y los dispositivos controlados y la unidad central de procesamiento (CPU). La función de interfaz es crucial. De hecho, la CPU acepta y emite sólo señales de cd de bajo voltaje y baja potencia (0 a 5 V). La CPU es muy sensible y podría dañarse si se expone a señales que excedan este límite de voltaje. Por lo tanto, todos los enlaces de comunicaciones entre la CPU y los dispositivos externos se deben realizar vía los módulos de E/S.

Cada módulo de entrada y cada módulo de salida se puede conectar a varios dispositivos. Entonces hablamos del número de “puntos” de entrada y salida. Los módulos individuales de E/S poseen 4, 8, 16 o 32 puntos; algunos tienen hasta 96 puntos. Los módulos de 16 puntos son los más comunes. En el caso de un gran proceso de producción automatizada, podrían requerirse varios módulos de E/S.

31.7 Estructura de los módulos de entrada

Las partes mostradas en la figura 31.11 comprenden el módulo de entrada. Consta de una tarjeta de terminales, un filtro y una sección de conversión, un indicador de

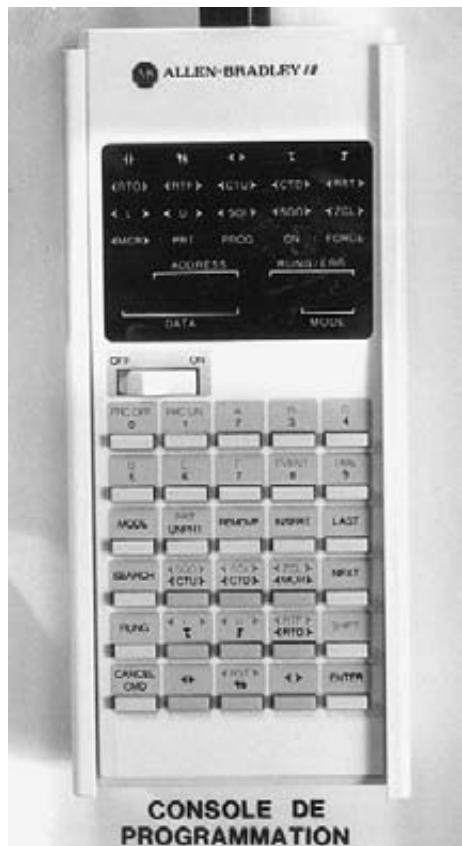


Figura 31.9

Este PLC industrial ha sido adaptado para propósitos educativos. El operador oprime las teclas de la unidad de programación de mano y ve el efecto en la pequeña pantalla. La unidad de programación interacciona con las dos partes del PLC que están montadas en el panel vertical. La parte superior contiene la unidad central de procesamiento (CPU), la fuente de poder y los módulos de entrada y salida (E/S). La parte inferior es simplemente una extensión de la parte superior, que ofrece módulos de E/S adicionales. Este PLC tiene 10 puntos de entrada y 6 de salida. (Cortesía de Lab-Volt)

estado, una sección de aislamiento y una tarjeta de comunicación. Exceptuando la tarjeta de comunicación, esta configuración se repite para cada punto de entrada.

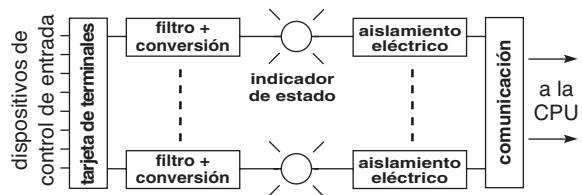
Para impedir que señales ficticias activen el PLC, el filtro y la sección de conversión suprimen el ruido eléctrico, como el que puede ser provocado por voltajes inducidos y rebote de contactos. La parte de conversión reduce el voltaje de entrada que aparece a

**Figura 31.10**

Esta unidad de programación portátil muestra el teclado utilizado para programar. La pequeña pantalla sobre el teclado permite al operador ver los "contactos", las "bobinas relevadoras", los "retrasos" etc., conforme los programa. Todos estos elementos tienen un número o dirección de referencia. La unidad de programación también se puede utilizar para verificar el estado de los dispositivos de entrada y salida externos. Por consiguiente, es una herramienta útil tanto de programación como de diagnóstico del sistema de control.
(Cortesía de Lab-Volt)

través de las terminales de entrada y, si es necesario, rectifica las señales de ca.

El indicador de estado es un diodo emisor de luz (LED, por sus siglas en inglés) que se prende o apaga según la señal recibida en cada terminal externa. Facilita verificar la operación de los dispositivos de control conectados a la tarjeta de terminales.

**Figura 31.11**
Estructura del módulo de entrada.

La sección de aislamiento eléctrico protege la CPU de ruido eléctrico e impulsos estrechos de voltaje aleatorios. El aislamiento se logra por medio de un acoplador óptico (optoacoplador) que convierte la señal eléctrica entrante en una señal luminosa. Ésta es reconvertida en señal eléctrica por medio de un fototransistor.

En el lado de salida, el acoplador óptico (optoacoplador) puede soportar picos de hasta 1500 V. Por lo tanto, al mismo tiempo que permite la transmisión de señales, el acoplador óptico aísla por completo los sensibles circuitos de la CPU de aquellos que están conectados a las terminales de entrada.

En cuanto a la sección de comunicación, registra todas las condiciones de estado de los circuitos de entrada y las transmite a la CPU.

La impedancia del módulo de entrada es una de sus propiedades importantes. Dependiendo del voltaje para el cual fue diseñado el módulo, la impedancia de entrada de cada punto oscilará entre 5 y 12 kΩ. La corriente requerida para activar un circuito es de cerca de 10 mA. Esta corriente baja permite reducir el tamaño de los dispositivos de control externos, así como el de los cables que los enlazan al PLC.

Tome nota de que el usuario debe suministrar la alimentación de potencia para los dispositivos de control externos. Se pueden utilizar varios voltajes: 24 V a 120 V de ca o 10 V a 100 V de cd. El filtro y la sección de conversión del módulo de entrada reducen estos voltajes a un nivel compatible con el acoplador óptico.

31.8 Estructura de los módulos de salida

Los módulos de salida se construyen utilizando la arquitectura mostrada en la figura 31.12. Moviéndonos hacia fuera de la CPU, las partes constituyentes son (a)

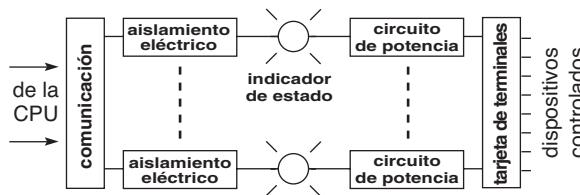


Figura 31.12
Estructura del módulo de salida.

la sección de comunicación, (b) el aislamiento eléctrico, (c) el indicador de estado y (d) el circuito de potencia. Exceptuando la sección de comunicación, la construcción es la misma para cada terminal de salida.

La sección de comunicación recibe las órdenes transmitidas por la CPU y las memoriza hasta que recibe nuevas órdenes. De hecho, la CPU no está en contacto permanente con el módulo de salida. La CPU se comunica con el módulo de salida de una forma secuencial, de acuerdo con el proceso de exploración mencionado anteriormente. El tiempo entre dos exploraciones sucesivas varía desde 10 hasta 2 ms (100 a 500 comunicaciones por segundo).

Las secciones de aislamiento y los indicadores de estado hacen lo mismo que en los módulos de entrada. Mediante acoplamiento óptico, protegen los sensibles circuitos de la CPU de sobrevoltajes. Los indicadores LED ayudan a verificar el estado de los dispositivos controlados.

El *circuito de potencia* amplifica la señal de la CPU para operar los dispositivos conectados a las terminales de salida. Como hemos visto, cada punto de salida actúa como interruptor o contacto (vea la figura 31.3), pues cierra o abre el circuito que está conectado al dispositivo externo. Con frecuencia se utiliza un triac para abrir y cerrar el circuito. El usuario proporciona la alimentación de potencia para controlar los dispositivos externos.

Aunque los módulos de salida están diseñados para controlar dispositivos industriales, su capacidad de conducción de corriente es limitada. La mayoría de ellos puede conducir una corriente máxima que oscila entre 0.5 A y 2 A por terminal de salida. Si un dispositivo externo requiere una corriente más grande, se debe utilizar un relevador auxiliar. Por ejemplo, en la figura 31.14 se emplea el relevador auxiliar B para activar la bobina de retención A de un contactor grande.

También se recomiendan fusibles para proteger el equipo controlado por el PLC. Su propósito principal es proteger el alambrado eléctrico y los componentes en caso de un catastrófico cortocircuito.

Los pulsos estrechos de voltaje pueden dañar los módulos de salida. Para eliminar el problema, es recomendable instalar dispositivos limitadores de voltaje siempre que un dispositivo externo tienda a crear sobrevoltajes transitorios a través del módulo de salida.

31.9 Construcción modular de los PLCs

Una de las características importantes de un PLC es su construcción modular. La CPU y los módulos de E/S están montados en ranuras individuales (Fig. 31.13a). La modularidad ofrece una gran ventaja porque si se sospecha que un módulo está defectuoso, se puede reemplazar de inmediato. Por lo tanto, en cuestión de minutos, el PLC puede estar listo para seguir funcionando. El único módulo que requiere atención especial al reemplazarlo es el que contiene la memoria del PLC. El programa original (previamente guardado) tiene que ser recuperado por medio de la unidad de programación. Esta operación, que requiere sólo unos cuantos minutos, equivale a reemplazar un gabinete completo de relevadores.

Otra ventaja de la modularidad es que se puede expandir la capacidad del PLC para satisfacer las crecientes necesidades del usuario. Por lo tanto, se pueden agregar módulos de E/S como y cuando se requieran. La capacidad de memoria del PLC es lo único que limita el número de módulos de E/S que se pueden incluir. La figura 31.13b muestra la construcción de un módulo de salida de 16 puntos en el que cada punto es activado o desactivado por un pequeño relevador.

31.10 Entradas y salidas remotas

Acabamos de ver que los usuarios pueden adaptar el PLC para satisfacer sus necesidades. La naturaleza modular del PLC también permite instalar módulos de E/S en lugares remotos, alejados de la CPU. Entonces hablamos de módulos remotos de E/S. Estos módulos se colocan cerca del proceso o línea de producción particular automatizada que tiene que ser controlada.

Estos módulos pueden estar localizados a sólo 3 metros o hasta 3 km de la CPU. Cada módulo de E/S está equipado con una fuente de potencia y un módu-

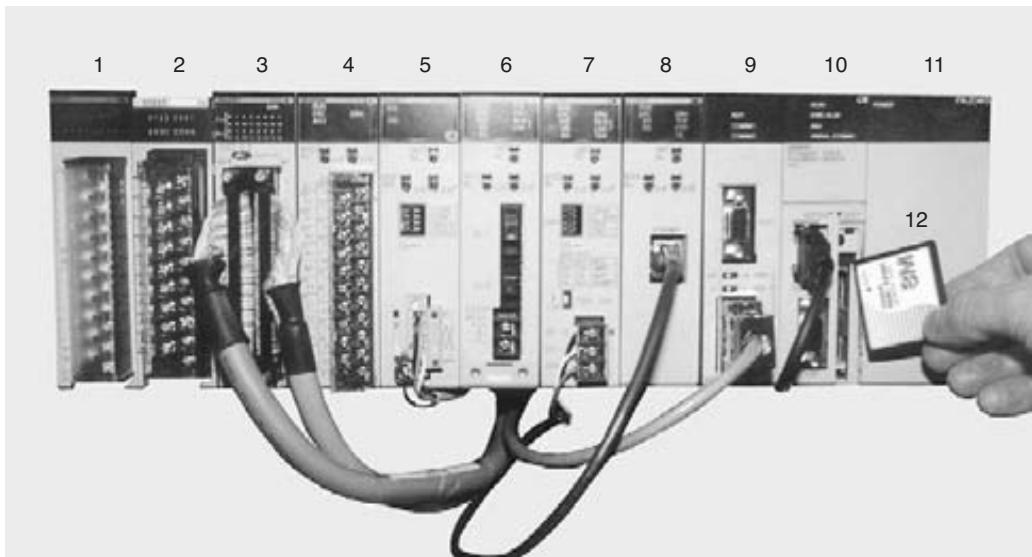


Figura 31.13a

PLC modular para el control distribuido de dispositivos de E/S de cualquier tipo, incluyendo el control de posición y el control de procesos industriales. El bastidor de PLC mostrado contiene diez módulos de varios tipos. Hay bastidores con capacidades para contener de 2 a 10 módulos. Siete bastidores como el que se muestra, conectados localmente, tienen una capacidad potencial de más de 5000 puntos locales de E/S (módulos 1-4 arriba). Sin embargo, en la actualidad la mayoría de los módulos de E/S se instalan cerca de los transductores y actuadores, y se enlazan al PLC mediante redes de comunicación cuyos protocolos son patentados o estandarizados por asociaciones de fabricantes industriales (módulo 5).

Los módulos remotos mismos pueden ser microPLCs. Por lo general, en lugar de utilizar un solo PLC, se instalan varios PLCs en una fábrica y cada uno controla una máquina o una sección. Con frecuencia, los PLCs están interconectados por medio de una red de comunicaciones en la fábrica (módulos 6-7). Por último, la red de la fábrica también puede estar conectada a la red de información de la empresa, utilizando la capacidad puerta de enlace integrada del PLC (módulo 8).

Descripción de los módulos:

1. Módulo de entrada de 16 puntos con terminales atornilladas
2. Módulo de salida de 16 puntos con terminales atornilladas (vea su construcción interna en la figura 31.13b)
3. Módulo de E/S de 96 puntos, incluyendo un cable prealambrado para bloques de terminales de entrada externos y módulos de salida
4. Módulo de entrada analógico configurable de 8 puntos
5. Módulo de red DeviceNet® (principalmente para el control de módulos de E/S remotos, contactores, controles de velocidad variable, etc.)
6. Módulo de red Controller Link® que utiliza fibra óptica (principalmente para supervisión e intercambio de datos a alta velocidad)
7. Módulo de red Controller Link® que utiliza un cable doble trenzado
8. Módulo de red para comunicaciones mediante el protocolo Ethernet® (principalmente para supervisión, captación de datos y administración de información)
9. Tarjeta interna de CPU opcional con dos puertos de comunicación seriales programables
10. Unidad central de procesamiento (CPU) del PLC (al frente se pueden ver dos puertos seriales configurables)
11. Fuente de poder del PLC
12. Tarjeta de memoria opcional para guardar archivos locales concernientes al proyecto. Puede guardar el archivo del desarrollo del proyecto mismo, diagramas de alambrado eléctrico o puede servir para mantener una rápida e intensa captación local de datos mediante el PLC.

(Cortesía de OMRON Canada Inc.)

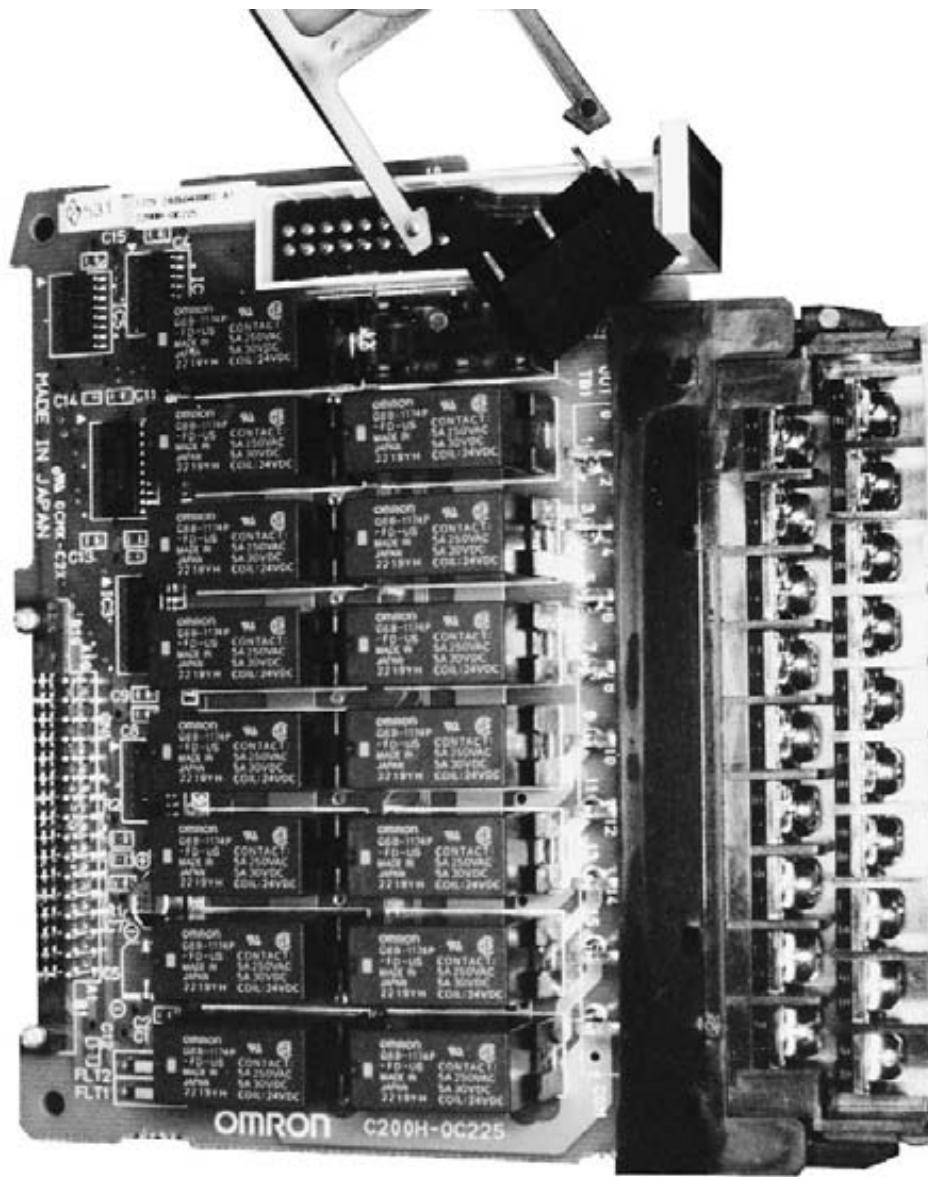
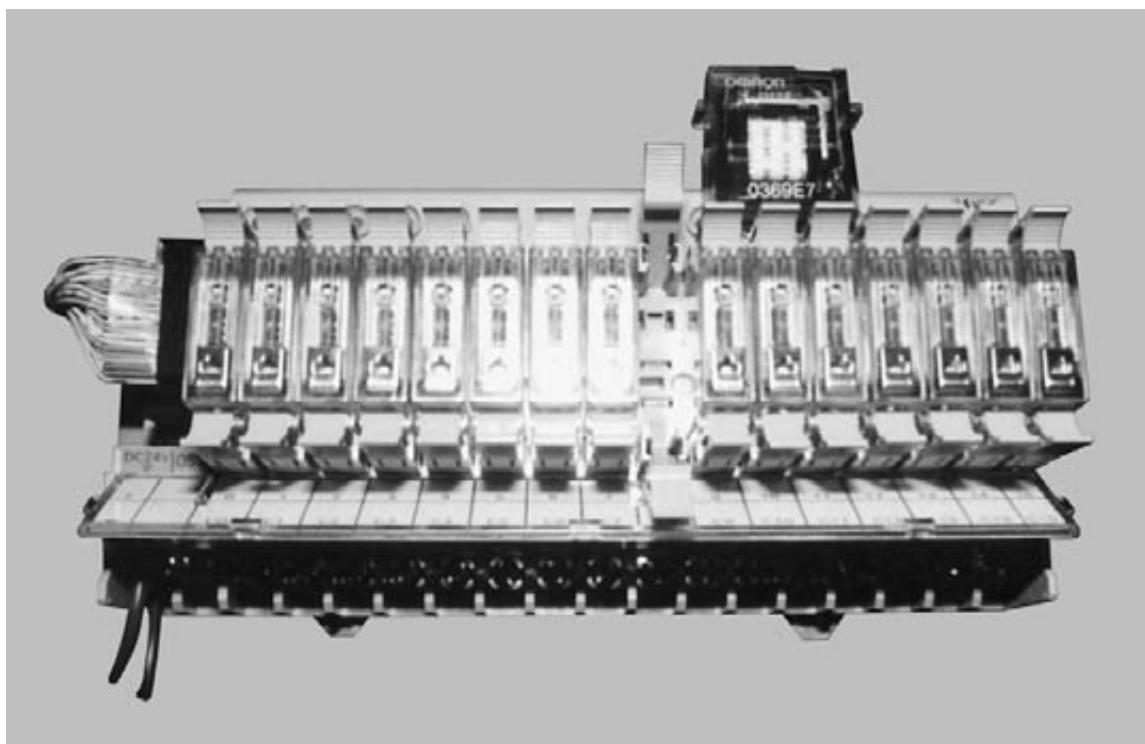


Figura 31.13b

Esta imagen muestra el interior de un módulo de salida tipo relevador de 16 puntos. Los relevadores están montados en bases enchufables y son fáciles de reemplazar mediante un extractor incluido en el módulo. Por su robustez, versatilidad y bajo costo, a menudo se utilizan módulos de salida con relevadores en lugar de dispositivos de semiconductor. Sin embargo, un relevador es un dispositivo electromecánico cuya vida útil es limitada por la carga eléctrica y el número de operaciones. La capacidad de carga típica es de 2 amperes. Observe que la tarjeta de terminales se puede desprender con facilidad, por lo que no es necesario deshacer el cableado al retirar el módulo del bastidor del PLC.

(Cortesía de OMRON Canada Inc.)

**Figura 31.13c**

Este módulo de E/S “remoto” se puede utilizar localmente conectándolo a un PLC, como se muestra en el módulo 3 de la figura 31.13a. La conexión se hace por medio de cables prealambreados de diferentes longitudes (hasta un máximo de diez metros). El módulo de relevador también puede conectarse a una mayor distancia agregando un módulo de comunicación. Los módulos de salida externos permiten una selección más amplia de tipos de salida. También se pueden instalar módulos de capacidades más grandes, lo que facilita la comunicación directa con los dispositivos controlados conectados a la salida. (Cortesía de OMRON Canada Inc.)

lo de comunicaciones. La estación remota se conecta a la CPU mediante un cable trenzado o coaxial o un enlace de fibra óptica. La figura 31.13c muestra un módulo de salida remoto.

31.11 Circuitos de control convencional y circuitos de PLC

Ahora es evidente que podemos utilizar un PLC en lugar de un circuito de control con relevadores convencional. Los ejemplos siguientes muestran cómo se hace el cambio.

Ejemplo 31-6

Considere el circuito de control convencional de la figura 20.16b (reproducida aquí por conveniencia), el

cual controla la operación de arranque/funcionamiento/paro de un motor. La figura 31.14 utiliza un PLC para realizar las mismas operaciones. Recordemos que cada entrada al módulo de entrada se comporta como la bobina de un relevador. La “bobina” tiene uno o más “contactos” localizados en la CPU, cuyas respectivas condiciones de normalmente abierto (NA) o de normalmente cerrado (NC) son programadas por el usuario.

Observe que el “contacto” 102 asociado con el botón de detención está programado para estar normalmente abierto (NA). En realidad, como este botón NC está conectado a la terminal 102, la “bobina” 102 está “excitada”, lo que provoca que el “contacto” NA 102 en la CPU se cierre. Esto sucede en tanto no se oprima el botón de detención.

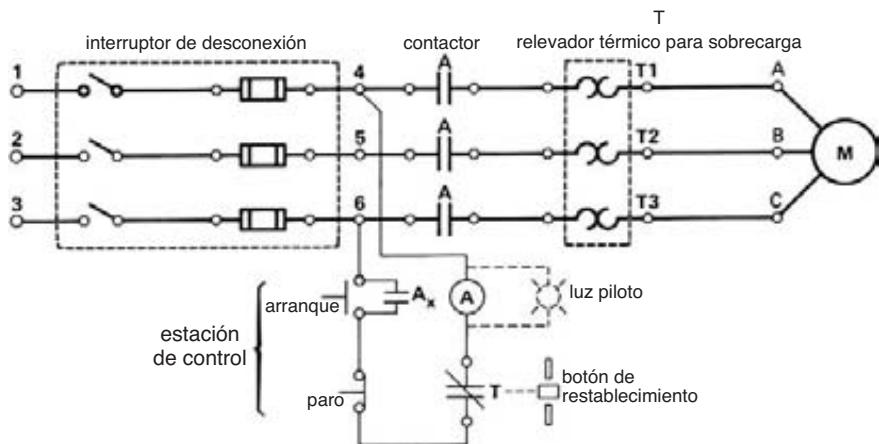
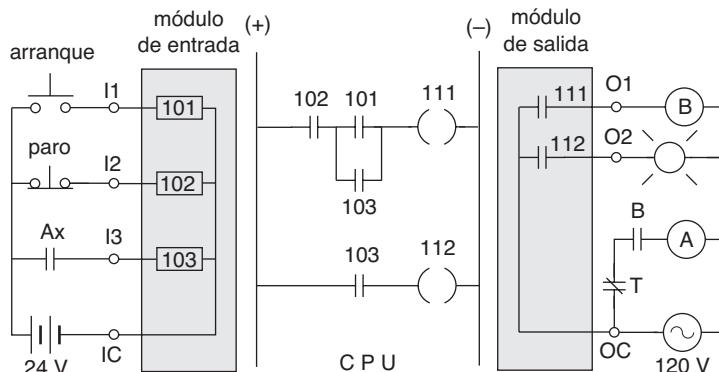
**Figura 20.16b (reproducción)**

Diagrama esquemático de un arrancador magnético trifásico a través de la línea.

**Figura 31.14**

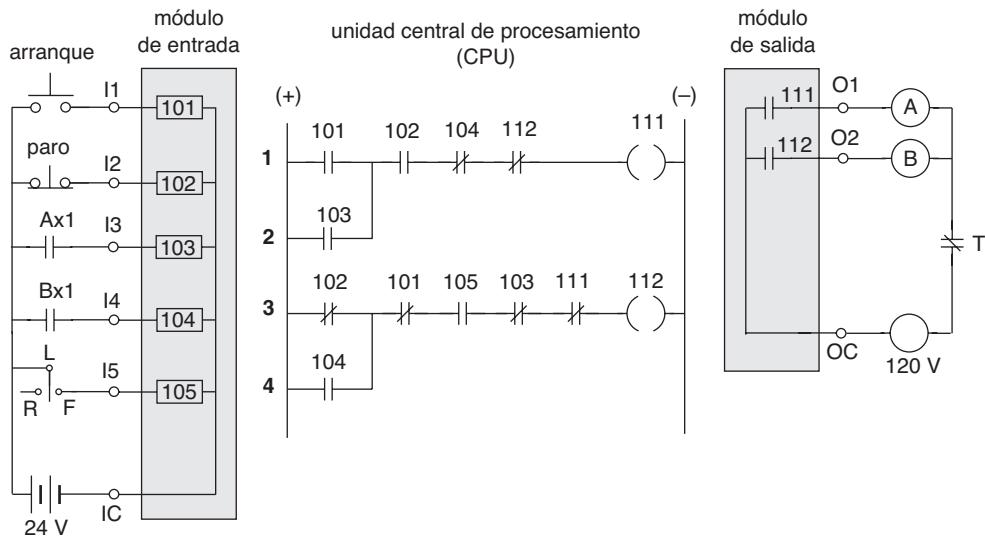
Este sistema de control virtual de PLC produce el mismo rendimiento de máquina que el sistema de control de hardware mostrado en la figura 20.16b.

Observe también que se tenía que agregar un relevador auxiliar B al módulo de salida. La razón es que la terminal O1 no puede proporcionar la corriente relativamente grande requerida para excitar la bobina de retención de un contactor grande A. El problema se elimina utilizando el pequeño relevador B, cuyos contactos son suficientemente robustos para conducir la corriente de excitación de la bobina A.

Examinemos ahora el comportamiento de los contactos y bobinas virtuales del PLC. La "bobina" 102 es excitada antes de oprimir el botón de arranque, lo que

significa que el "contacto" 102 se cierra. Los "contactos" 101 y 103 están abiertos porque las "bobinas" 101 y 103 no están excitadas. Como resultado, las "bobinas" 111 y 112 no están excitadas. Entonces, los contactos 111 y 112 en el módulo de salida están abiertos. Así, la bobina auxiliar B no está excitada y la lámpara piloto conectada a O2 está apagada. Por consiguiente, el contactor B está abierto, lo que significa que la bobina de retención A no está excitada y el motor no arrancará.

Oprimamos el botón de arranque momentáneamente para ver qué sucede.

**Figura 31.15**

Este sistema de control de PLC para arrancar e invertir la rotación de un motor posee las mismas características de seguridad y produce el mismo efecto que el sistema totalmente de hardware mostrado en la figura 20.24a.

- La “bobina” 101 está “excitada”, lo cual cierra el “contacto” 101.
- Como el “contacto” 102 ya está cerrado, la “bobina” 111 está “excitada”, lo cual cierra el contacto 111 y excita así la bobina de relevador B.
- El contacto NA B se cierra, lo cual excita la bobina de contactor A, y por lo tanto arranca el motor.
- En cuanto el contactor A se cierra, el contacto auxiliar NA A_x se cierra, lo cual excita la “bobina” 103, y por lo tanto hace que ambos “contactos” 103 se cierran. Estos contactos permanecen cerrados en tanto el contactor A esté energizado. Como resultado, el contacto 112 se cierra y hace que la lámpara piloto se encienda.
- Cuando se deja de oprimir el botón de arranque, el “contacto” 101 se abre, pero como el “contacto” 103 está cerrado, el motor continúa funcionando.
- Cuando se oprime el botón de detención, la “bobina” 102 ya no es excitada, lo que hace que el “contacto” 102 se abra. Por consiguiente, la “bobina” 111 es desenergizada, lo que abre el

contacto 111, lo cual desenergiza la bobina B, lo que a su vez desenergiza la bobina A, lo que finalmente detiene el motor. Es fácil ver que la apertura de A_x apagará la luz piloto.

Observe que los cables conectados a las terminales I1, I2, I3 e IC transportan una corriente de unos cuantos miliamperes. Por consiguiente, el cable conectado a estas terminales puede ser mucho más delgado que en circuitos de control de relevador convencionales. Además, la fuente de potencia de 24 V sólo tiene que suministrar unos cuantos watts.

El circuito de control simple de la figura 20.16b no justificaría el uso de un PLC. Sin embargo, ilustra los principios implicados.

Ejemplo 31-7

Deseamos utilizar un PLC para reemplazar el sistema de control convencional mostrado en la figura 20.24a, al principio de este capítulo. El circuito de PLC y el “diagrama en escalera” resultantes se muestran en la figura 31.15. Recibe el nombre de “diagrama en escalera” porque las “barras colectoras” (+) y (-) parecen los largueros de una escalera, en tanto que los circuitos horizontales 1, 2, 3, 4 que contienen los “contactos” y “bobinas” parecen peldaños.

Los contactos NA del botón de **arranque** y los contactos NC del botón de **paro** están conectados a las terminales I1 e I2 del PLC. La engorrosa interconexión mecánica (para propósitos de seguridad) de los dos botones de la figura 20.24a ahora es reemplazada por el “contacto” NC 102 del peldaño 3 y el “contacto” NC 101, también del peldaño 3. Los contactos auxiliares NA (A_{X1} y B_{X1}) de los contactores A y B están conectados respectivamente a las terminales 13 y 14 del módulo de entrada. Los contactos auxiliares NC anteriores (A_{X2} y B_{X2}) ya no se requieren. Los “contactos” NA 103 y 104 de los peldaños **2** y **4** son los contactos de retención. Los “contactos” NC 104 y 103 de los peldaños **1** y **3** constituyen una interconexión de seguridad.

Como una medida adicional de seguridad, los “contactos” NC 112 y 111 de los peldaños **1** y **3** fueron programados en la memoria de la CPU. Esto elimina el peligro potencial de una ruptura en la conexión de los contactos A_{X1} y B_{X1} . Es obvio que se ha logrado un considerable ahorro en el número de dispositivos externos conectados a los módulos de E/S. Los botones de **arranque** y **paro** ahora tienen sólo un contacto y cada uno de los contactores principales A y B tiene sólo un contacto auxiliar, es decir, A_{X1} y B_{X1} .

La programación de diagramas de escalera como el de la figura 31.15 requiere un considerable conocimiento de los circuitos lógicos. Se deja el análisis del comportamiento de este circuito al lector.

31.12 Regla de seguridad

Mediante un PLC es posible invertir el estado de los contactos externos conectados al módulo de entrada. Por lo tanto, un contacto NA real conectado al módulo de entrada puede ser programado por el usuario como “contacto” NC en la CPU del PLC (vea los ejemplos 31-1 y 31-2, sección 31-3). Esta libertad para invertir el estado de un contacto se debe utilizar con discreción, particularmente en lo que se refiere a la selección del tipo de contacto (NA o NC) de los dispositivos conectados al módulo de entrada. Siempre debemos observar la siguiente regla:

Cualquier “contacto” asociado con un dispositivo que sirve para iniciar una acción de alguna clase debe ser del tipo NA. Por el contrario, cualquier “contacto” asociado con un

dispositivo que sirve para detener una acción debe ser del tipo NC.

Si no seguimos esta regla, una interrupción en el cable que conecta un dispositivo de entrada al PLC podría producir arranques inesperados o hacer imposible el paro de un proceso automatizado.

31.13 Programación del PLC

Para programar un PLC, debemos “escribir” las operaciones que tiene que realizar. Estas instrucciones se introducen con el teclado de la unidad de programación, se observan en el monitor y se almacenan en la memoria de la CPU. Desde el principio se prestó una particular atención al método de programación. Los criterios técnicos estipulaban que el sistema debía ser fácil y rápido de programar y reprogramar para el usuario. El PLC fue cuidadosamente diseñado para hacerlo simple de usar. Sin embargo, es útil tener cierto conocimiento de computación para programar un PLC.

31.14 Lenguajes de programación

El término *lenguaje de programación* se refiere a la lista de símbolos utilizados y a la forma en que se tienen que configurar para programar el PLC. Los tres lenguajes principales son (1) el diagrama en escalera, (2) el lógico booleano y (3) el diagrama de flujo secuencial (SFC, por sus siglas en inglés). El equivalente europeo del lenguaje SFC se llama Grafset. En años recientes se han desarrollado otros lenguajes, por lo que ahora el usuario puede elegir entre un total de seis opciones disponibles.

El diagrama en escalera

Entre los diversos lenguajes de programación, el diagrama en escalera es el más simple. Sin decirlo explícitamente, utilizamos los diagramas en escalera en las figuras 31.6, 31.7, 31.8 y 31.14. La figura 31.15 muestra otro diagrama en escalera.

Al programar un diagrama en escalera desde el teclado, el circuito deseado aparece progresivamente en el monitor. Durante este proceso, el cursor se mueve al lugar deseado en la pantalla y la función deseada es seleccionada oprimiendo la tecla apropiada para crear un “contacto” NA o NC, una bobina relevadora interna”,

una “bobina relevadora de salida”, etc. Cuando se selecciona la función, se le da un número de referencia. Se sigue el mismo procedimiento para el resto del circuito de control.

Durante la fase de programación, sólo se puede ver en la pantalla una parte del circuito de control. Sin embargo, la mayoría de los PLCs que utilizan el lenguaje de programación en escalera se pueden conectar a una impresora. De esta manera se puede ver todo el circuito de control, lo que permite al programador verificar el diagrama y el comportamiento del sistema. En la figura 31.16 se ve una parte del menú y el diagrama en escalera mostrados en el monitor de un PLC.

Lenguaje booleano

El lenguaje de programación booleano está basado en el álgebra booleana. Esta álgebra se utiliza para resolver problemas de lógica. Fue inventada a mediados del siglo 19 por el matemático británico George Boole.

Una de las desventajas de este lenguaje es que es difícil de leer. Por lo tanto, comenzando con un diagrama en escalera, es fácil escribir un programa con el lenguaje booleano. Sin embargo, el procedimiento inverso es complejo; es difícil leer un programa en lenguaje booleano y luego llevarlo al diagrama en escalera correspondiente.

Lenguaje SFC

El lenguaje de diagrama de flujo secuencial (SFC) es una herramienta muy efectiva al diagnosticar PLCs y sistemas automatizados en general. Es un método de programación de PLC que permite al usuario organizar las operaciones de máquina individuales de un proceso en una serie de pasos y transiciones. Entonces se puede utilizar la lógica de escalera para poner en ejecución el programa.

31.15 Ventajas de los PLCs sobre los gabinetes de relevadores

Existen muchas razones para la popularidad universal de los PLCs. Se enlistan como sigue.

- El PLC es flexible. Debido a que es programable, es fácil de modificar cuando se requiere. En el caso de sistemas de control que utilizan relevadores físicos, cualquier cambio significa reemplazar relevadores y reconectarlos. Esto es riesgoso porque es fácil cometer errores de conexión.

- La flexibilidad de los PLCs es extraordinaria. Por lo tanto, cuando ya no se requiere un sistema de control, se puede reprogramar con facilidad para un sistema completamente diferente. Con gabinetes de relevadores, este cambio no es factible y los gabinetes simplemente serían desechados, reemplazados y recableados.
- El PLC es mucho menos voluminoso que un sistema de control de relevadores convencional. Por ejemplo, una CPU con un volumen de 0.1 m^3 reemplaza cientos de relevadores de control, así como las conexiones alámbricas necesarias para conectar los contactos y bobinas de retención. Además, el PLC consume mucho menos energía.
- Un PLC es más confiable que un gabinete de relevadores. Una importante razón es la ausencia de partes móviles. Los relevadores tienen partes móviles que se desgastan a medida que el equipo se hace viejo. Los contactos de los relevadores se desgastan y tienen que ser reemplazados, lo cual requiere un programa de mantenimiento continuo. Las “bobinas relevadoras” y los “contactos” en CPUs nunca se desgastan.
- Además, la apertura y el cierre de los contactos de relevador, aun cuando ocurren con rapidez, requieren cierto tiempo. El intervalo de tiempo no es el mismo para todos los relevadores y, además, puede cambiar con el paso del tiempo. En algunas aplicaciones donde la secuencia de apertura y cierre es importante, las variaciones de tiempo pueden introducir errores de control. Tales errores son muy difíciles de diagnosticar a causa de su naturaleza aleatoria. En el caso de los PLCs, los tiempos de apertura y cierre del “contacto” son fijos. Por consiguiente, las operaciones en secuencia nunca son un problema.
- El gabinete de relevadores se tiene que ensamblar a mano. Cientos e incluso miles de cables se deben conectar entre los contactos y las bobinas relevadoras, lo que implica un gran riesgo de cometer errores. Estos errores son difíciles de localizar. En cambio, con un PLC, todo lo que se requiere es dibujar un diagrama en escalera de acuerdo con un plan. Nuevamente, si se comete un error, la unidad de programación de mano (o la computadora más sofisticada) contiene funciones utilitarias que facilitan la corrección de un error.

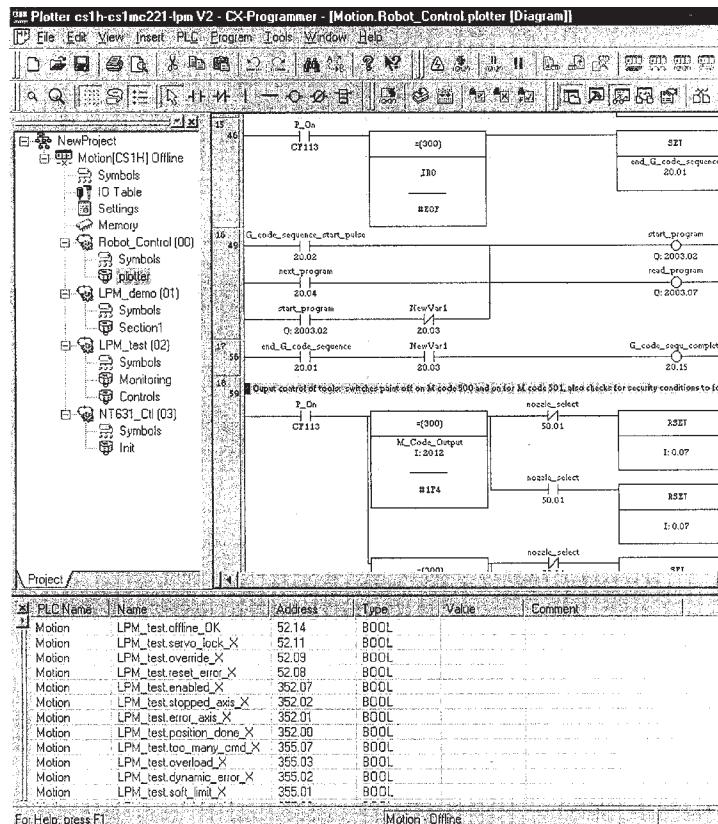


Figura 31.16

Los programas para PLCs están evolucionando con rapidez. Las pequeñas consolas de programación dedicadas que proporcionan una interfaz muy limitada con el usuario, hoy se emplean sólo por su portabilidad y su capacidad para realizar modificaciones menores y rápidas en el campo.

Pero la herramienta más utilizada es la computadora portátil, cuyo software está basado en Microsoft Windows®. Evidentemente, estos programas permiten el desarrollo y la configuración del PLC, pero también permiten la documentación adecuada de los programas.

Las computadoras portátiles también permiten que el operador se comunique con más de un PLC a la vez. Además, se pueden hacer cambios al programa sin tener que detener la máquina o interrumpir un proceso controlado por el PLC. También constituyen una poderosa herramienta para diagnosticar o depurar un problema. La razón es que el operador puede visualizar la situación en la forma de cronogramas y otras proyecciones gráficas. Los diagramas en escalera se pueden “congelar” cuando el PLC identifica y registra condiciones específicas en tiempo real.

El lenguaje de programación más práctico y más utilizado sigue siendo la lógica en escalera mostrada en esta figura. Sin embargo, cada vez más PLCs ofrecen herramientas de programación complementarias como diagramas de flujo secuenciales, diagramas de bloques funcionales, lenguaje literal (booleano) y lenguajes de alto nivel como Basic o C. Además, el software especializado que utiliza lenguajes dedicados se puede vincular con el software de desarrollo principal. Se utilizan para tareas específicas como aplicaciones de posicionamiento, controles de proceso-manufactura u otras tareas realizadas por coprocesadores integrados en el PLC. Por último, se utilizan otros programas auxiliares para realizar simulaciones, supervisión, captación de datos, control y administración. (Cortesía de OMRON Canada Inc.)

- En lo referente al costo, un PLC es más barato que un gabinete de relevadores convencional cuando el número de relevadores rebasa los 10 o 15. La economía es obviamente más grande en el caso de sistemas de control elaborados.

Habiendo dicho esto, los PLCs no son perfectos. Su modo de operación en ocasiones provoca problemas de asignación de secuencias. Por ejemplo, el orden en el que se escribe el programa, en ocasiones influye en el comportamiento del sistema controlado.

Por último, el efecto de un programa puede cambiar de un PLC a otro. Esta anomalía se deriva del hecho de que los fabricantes aún no han establecido estándares comunes. Por lo tanto, cada vez que se utiliza un tipo diferente de PLC, es importante leer el manual de programación para garantizar la operación apropiada de las diversas funciones. Las diferencias no son grandes, pero pueden requerir cambios menores al programar el circuito.

MODERNIZACIÓN DE UNA INDUSTRIA

31.16 Aplicación industrial de los PLCs

Todos sabemos que las industrias se han transformado en gran medida gracias a las nuevas tecnologías basadas en la computadora. ¿Cómo ocurre la transición de lo antiguo a lo nuevo? Para responder esta pregunta, consideremos una gran empresa estibadora que modernizó el manejo de uno de sus materiales a granel instalando equipo y controles sofisticados. Durante el cambio, el nuevo equipo se tuvo que integrar gradualmente al viejo porque era impensable realizar el cambio en un solo paso gigantesco.

La operación de estibación consiste en descargar buques de carga que transportan productos a granel, como sal de piedra, cemento, lingotes de hierro, níquel, bauxita y alúmina pulverizados. La modernización implicaba el manejo de alúmina, un polvo utilizado para hacer aluminio. Su composición química está dada por la fórmula Al_2O_3 . Durante esta operación de estibación típica, se sacan de la bodega del buque unas 700 toneladas de alúmina por hora, se transportan mediante bandas transportadoras (Fig. 31.17) hasta un ferrocarril en espera y son lanzadas a través de lumbres al interior de furgones cilíndricos. Un furgón típico se carga en cuestión de 10 minutos.

31.17 Planificación del cambio

Cuando la administración decidió modernizar el procedimiento de estibación de alúmina, asignó a un pequeño equipo de expertos la tarea de determinar qué métodos debían utilizar y cómo se podría automatizar todo el proceso. Este estudio exhaustivo tardó más de un año en completarse. Se requirió asesoría de firmas de ingeniería, visitas a operaciones de estibación que

ya habían sido modernizadas, cálculos de costos e investigaciones sobre cómo impactaría la modernización a la mano de obra existente.

Una vez hecho el estudio, se comenzó a realizar la transformación *gradual* de la operación de estibación. Esto implicaba la instalación de equipo nuevo, impulsado por más de cien motores cuyas potencias iban desde fraccionaria hasta de 1500 hp. La operación de estos motores tenía que ser coordinada. Pero como los motores estaban dispersos en un área amplia, y como tenían que ser monitoreados desde una estación de monitoreo central, la comunicación de su estado era esencial. Por lo tanto, era necesario monitorear continuamente la corriente, la velocidad, el desequilibrio de fases, la temperatura de los devanados, de los cojinetes, la vibración, etc. Además, si sucedía algún imprevisto, se tenía que accionar una alarma para solucionar el problema. Por ejemplo, si uno de los motores soplares de 500 hp (Fig. 31.18) comenzaban a vibrar, se tenía que corregir de inmediato la situación porque se podían dañar los cojinetes o el equipo propulsor.

Las válvulas motorizadas demandaban controles de posición especiales. Por lo tanto, conforme la alúmina iba pasando a toda velocidad a través de tubos de 500 mm, se tenía que mantener el flujo al nivel deseado para asegurarse de que no fuera demasiado alto ni demasiado bajo.

Obviamente, un control tan completo del proceso industrial sólo se podía realizar mediante computadoras. Pero durante la transición, una gran parte del equipo viejo, junto con sus relevadores, conexiones alámbricas, interruptores limitadores, botones, etc., tenía que funcionar como antes. Por consiguiente, la operación de estibación implicó un casamiento progresivo de lo nuevo con lo viejo, en el que las computadoras



Figura 31.17

Una de las muchas intersecciones de dos bandas transportadoras de más de 1 km de largo. Las bandas se utilizan para almacenar productos a granel y para cargar y descargar buques cargueros en el puerto de Quebec.
(Cortesía de St. Lawrence Stevedoring)

controlaban una sección mientras los operadores humanos continuaban controlando otra. Además, las viejas conexiones eléctricas tenían que ser integradas (temporalmente) con el cable coaxial nuevo y enlaces de fibra óptica. Esto requería la instalación de interfaces apropiadas.

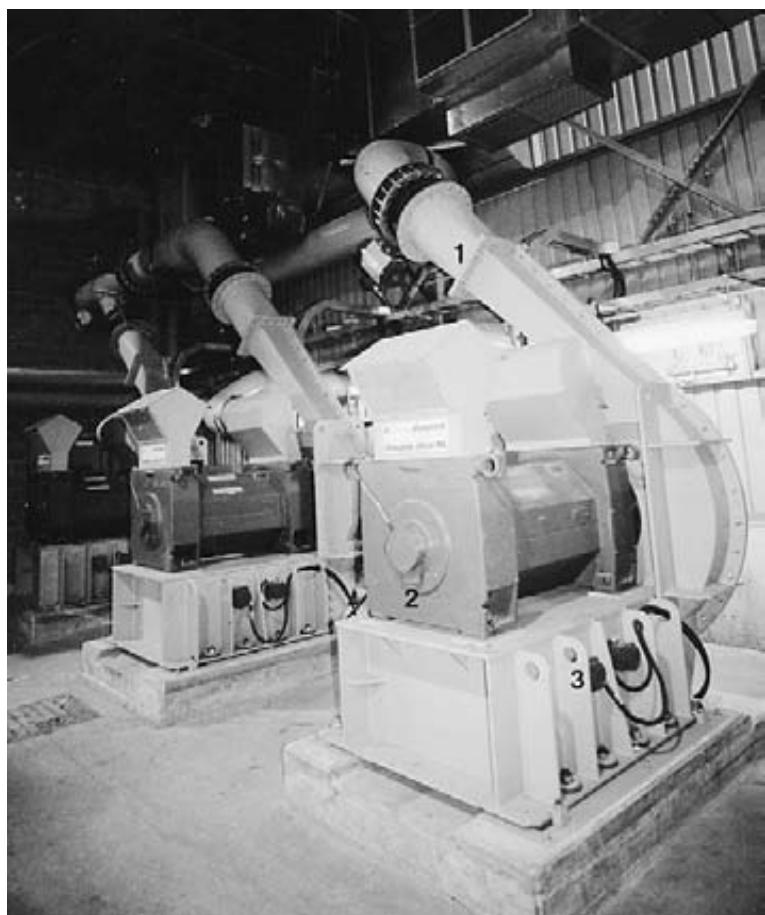
Todas estas modificaciones tuvieron que hacerse, no en un laboratorio, sino en el campo, donde las enormes grúas y los poderosos motores fácilmente podían destrozar el equipo si algo salía mal. Por lo tanto, otro importante aspecto de la transición fue la operación apropiada del equipo y la seguridad del personal.

Otra consideración vital fue el impacto de esta nueva tecnología en los hábitos de trabajo y en el empleo continuado de los trabajadores. De hecho, la modernización y automatización de la operación de estibación significaba que ya no se requerirían mu-

chas tareas manuales. Como las relaciones de trabajo siempre son importantes, surgió la necesidad de asegurarse de que los trabajos que se perdieron fueran reemplazados por tareas más satisfactorias, menos rutinarias y más interesantes.

31.18 Conocimiento de los PLCs

¿Cómo se instaló el nuevo equipo y quién lo iba a supervisar? Es interesante señalar que los técnicos que habían estado realizando su trabajo regular durante años fueron capaces de absorber rápidamente la nueva tecnología. El intercambio verbal entre los representantes de la compañía que estuvo proveyendo los PLCs y los dispositivos de fibra óptica, permitió a los antiguos técnicos entender el nuevo lenguaje de diagramas lógicos en escalera, Ethernet®, Internet, me-

**Figura 31.18**

Motores sopladores para transferir alúmina en polvo de un buque de carga a furgones de ferrocarril especiales. La capacidad de los motores trifásicos es de 500 hp, 4160 V y 3600 r/min. La imagen muestra (1) una válvula neumática de control de posición, (2) un detector térmico para detectar la temperatura de los devanados del motor y (3) un detector de vibración.

(Cortesía de St. Lawrence Stevedoring)

gabits por segundo (megabaudaje), etc. Así, se hizo evidente que no sólo se fue cambiando gradualmente el equipo y los controles, sino que el mismo proceso estaba sucediendo a nivel humano. El valioso conocimiento adquirido a lo largo de muchos años fue mejorado gradualmente por la nueva información.

Algunos individuos aceptaron el reto de aprender algo nuevo, pero otros fueron más recelosos en cuanto a su capacidad de manejar estos nuevos conceptos. Pero el tiempo y el contacto diario con el nuevo equipo inevitablemente cambian la forma de pensar de una perso-

na. Conforme ocurría la transición, el lenguaje se volvió familiar, las tareas se volvieron rutinarias, las computadoras llegaron a ser menos intimidantes, y antes de que el veterano que peinaba canas se diera cuenta, ya formaba parte del equipo de alta tecnología. Ahora sabe cómo manejar un teclado, entiende lo que aparece en la pantalla de la computadora, sabe qué hacer si suena una alarma y puede comunicar con rapidez sus hallazgos a otros (Fig. 31.19).

El técnico recién contratado también tenía la ventaja de trabajar estrechamente con estos trabajadores



Figura 31.19

Centro de control estratégico y de vigilancia de todos los productos a granel manejados en el puerto de Quebec. Todas las redes de comunicación, cámaras y estados de los PLCs se centralizan en este punto.
(Cortesía de St. Lawrence Stevedoring)

experimentados. En consecuencia, el enlace técnico-humano entre lo nuevo y lo viejo se reforzó considerablemente.

31.19 Enlace de los PLCs

Toda la instalación de estibación es controlada por unos 15 PLCs, dos de los cuales están asignados a la operación de manejo de aluminio. Algunos están enlazados por una red de comunicaciones para coordinar operaciones específicas. Otros realizan tareas aisladas que no tienen que estar integradas con el sistema. Sin embargo, se está planeando centralizar todos los PLCs. Una razón es controlar la potencia pico absorbida por la instalación de estibación. Por ejemplo, el costo de la energía eléctrica se puede reducir escalonando el uso de grandes motores para que no funcionen al mismo tiempo. Este control de carga pico puede ahorrar miles de dólares al mes.

31.20 Programación de los PLCs

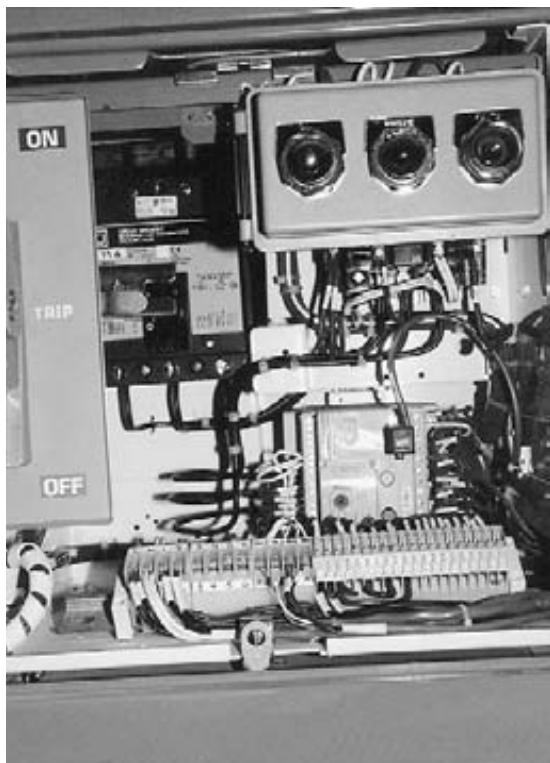
Naturalmente, todo el proceso industrial se tuvo que programar en computadoras. Con esta finalidad, se contrataron especialistas en programación para implementar las nuevas técnicas de control e incorporarlas en los bloques de memoria del PLC. Ésta fue la tarea de los nuevos graduados de institutos técnicos que trabajaban junto con los representantes de los fabricantes. Ellos programaron los PLCs utilizando lenguajes como SFC y, más recientemente, con diagramas de bloques. Para el programador experimentado a menu-

**Figura 31.20**

Este centro de control de un motor trifásico de 600 V está equipado con dispositivos PowerLogic® que proporcionan capacidades de monitoreo sofisticadas, como el análisis de potencia activa y reactiva, voltaje, corriente y forma de onda. Incluye capacidades de transmisión vía Internet y posee páginas Web.
(Cortesía de Schneider Electric)

do es más conveniente utilizar los segundos que los diagramas de escalera.

Al establecer una nueva secuencia de control para manejar, por ejemplo, el movimiento de una grúa, el programador debe incorporar características a prueba de fallas simulando la operación de la grúa para ver si aparecen errores de programación. La fase de simulación preliminar es muy importante porque permite al programador verificar la seguridad e integridad del sistema. Por último, cuando se implementa por primera vez un programa, el grupo técnico vigila muy de cerca para ver si todo está resultando conforme a lo

**Figura 31.21**

Este motor de arranque con sus luces piloto de prendido/apagado/avance a pasos tiene un contactor trifásico y un interruptor de desconexión. También incluye un relevador de protección multifunciones que protege el motor contra sobrecargas mecánicas, sobrecalentamiento, desequilibrios de voltaje y corriente y falla de fase. Además, monitorea el factor de potencia, el tiempo de arranque, las fallas de tierra y la corriente de arranque. Transmite toda esta información a un PLC mediante un protocolo Modbus®. Para realizar la conexión se puede utilizar un cable de cobre o de fibra óptica.
(Cortesía de Schneider Electric)

planeado. Con esta finalidad, se colocaron botones de emergencia en puntos estratégicos para interrumpir una actividad programada erróneamente.

En cuanto a los centros de control de motores (Fig. 31.20), contienen los contactores usuales para arrancar y parar motores eléctricos. No obstante, también incluyen dispositivos de monitoreo que verifican continuamente la condición del motor (Fig. 31.21). Esta información es transmitida al PLC pertinente por me-

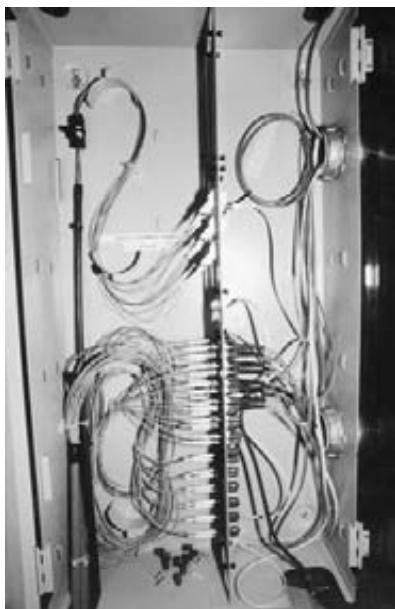


Figura 31.22

Esta caja de empalme de fibra óptica facilita las conexiones entre cables.

(Cortesía de St. Lawrence Stevedoring)



Figura 31.23

Este PLC Quantum® consta de tres partes.

De izquierda a derecha: (1) módulo de E/S, (2) CPU y (3) fuente de poder. A la extrema derecha se encuentra (4) un servidor Web que establece la conexión a Internet a 100 Mb/s mediante fibra óptica o cable trenzado.

(Cortesía de Schneider Electric)

dio de fibra óptica compuesta de un solo torzal de cable flexible (Fig. 31.22).

En conclusión, la instalación de este moderno sistema de control ha reducido significativamente el costo de la operación de estibación de alúmina. Al mismo tiempo, ha estimulado al personal de operación y ha ofrecido interesantes oportunidades de trabajo.

Las figuras 31.23, 31.24 y 31.25 dan una idea de este proceso de modernización. Es típica de todas las renovaciones y procedimientos de modernización mediante computadoras realizadas por la industria hoy en día.

31.21 La empresa transparente

Como una extensión del proceso de automatización que acabamos de analizar, la tendencia en la actualidad es integrarlo a las transacciones comerciales. En realidad, Internet está haciendo posible comunicarse con todos los implicados en la fabricación, comercialización, adquisición y uso final de productos. Para

simplificar estos vínculos, se están haciendo grandes esfuerzos para estandarizar los sistemas de comunicación que se utilizan en estas diversas actividades. El resultado final es una atmósfera de negocios electrónicos “transparente” que no sólo facilita las transacciones comerciales, sino que también está integrada a las actividades de manufactura y servicio reales de una empresa.

Por lo tanto, el PLC ya no es sólo un ingenioso dispositivo que opera como relevador; se ha convertido en parte de un sofisticado sistema de control que llega a cada escalón del negocio.

**Figura 31.24**

Este controlador lógico programable pertenece a la familia Momentum®. Tiene los módulos de E/S usuales, pero incluye páginas Web y posee medios de comunicación que le permiten recibir y enviar datos vía protocolo de Internet.

(Cortesía de Schneider Electric)

Preguntas y problemas

- 31-1 Mencione las partes principales de un controlador lógico programable.
- 31-2 En un PLC, ¿cuál es el propósito del módulo de entrada?
- 31-3 En un PLC, ¿cuál es el propósito del módulo de salida?
- 31-4 En un sistema de control, mencione cuatro ventajas de utilizar un PLC en lugar de gabinetes de relevadores.
- 31-5 Un PLC es capaz de simular bobinas relevadoras, contactos y las conexiones entre ellos. Explique cómo facilita esta simulación la configuración y modificación de un sistema de control industrial.
- 31-6 En un PLC, describa el propósito de la unidad central de procesamiento (CPU).
- 31-7 Mencione tres lenguajes que se utilizan al programar un PLC.
- 31-8 Por lo general, los PLCs en una gran organización están interconectados y enlazados a una computadora principal. Explique cómo permite esto la comunicación entre el proceso de manufactura y las actividades de negocios y comercialización de una empresa.

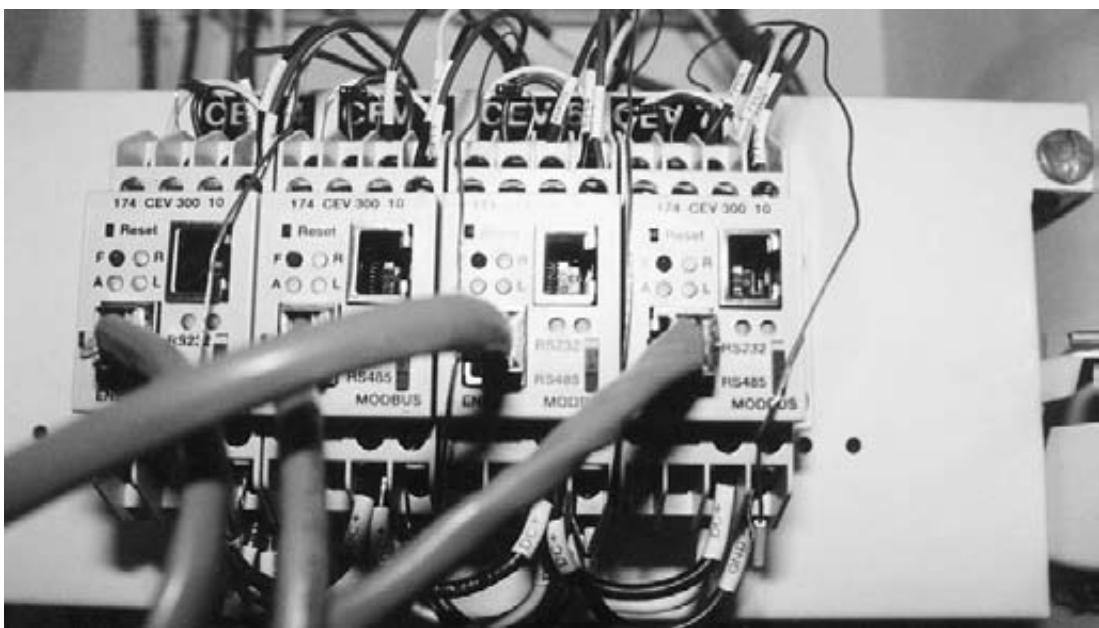


Figura 31.25

Los cuatro dispositivos mostrados actúan como puentes entre los protocolos Ethernet® y Modbus®. Los puentes permiten transmitir las viejas tecnologías de comunicación a través de Internet, y son puertas de enlace de alto desempeño.

(Cortesía de Schneider Electric)

REFERENCIAS

LIBROS

Los siguientes libros proporcionan información sobre varios temas. Algunos anteriores a la década de 1980 se citan por su importancia histórica.

1. ANSI, 1997. AC High-voltage circuit breaker rated on a symmetrical current basis—preferred ratings and related required capabilities (C37.06). Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronics Eng.
2. Arillaga, J. 1983. *High voltage direct current transmission*. Londres: Peregrinus Ltd.
3. ASTM, 1996. *Annual book of ASTM standards: Copper and copper alloys*. Filadelfia: American Society for Testing and Materials.
4. Bartnikas, R. 1987. *Engineering dielectrics*. Baltimore: ASTM.
5. Beeman, D. 1995. *Industrial power systems handbook*. Nueva York: McGraw.
6. Bennet, W. R. Jr. 1994. *Health and low-frequency electromagnetic fields*. New Haven: Yale University Press.
7. Biddle, 1997. *Getting down to earth*. Dallas: Avo International Training Institute.
8. Bonneville Power Administration, 1976. *Transmission line reference book HVDC to ± 600 kV*. Palo Alto: Electric Power Research Institute.
9. Bose, B. K. 1981. *Adjustable speed ac drive systems*. Piscataway, N.J.: Inst. of Electrical and Electronic Eng.
10. Boylestad, R. D. 1996. *Introductory circuit analysis*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.
11. Canadian Standards Association, 2000. *Metric Practice Guide Z 234.1-00*. Toronto: CSA.
12. Chapman, S. J. 1999. *Electric machinery fundamentals*. Nueva York: McGraw.
13. Cogdell, J. R. 1996. *Foundations of electrical engineering*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.
14. Crompton, T. R. 1995. *Battery reference book*. Boston: Butterworth-Heinemann.
15. Dorf, R. C. 1993. *The electrical engineering handbook*. Boca Raton, Florida, 33431: CRC Press.
16. Edison Electric Institute, 1998. *Statistical yearbook of the electric utility industry/1998*. Washington: Edison Electric Institute.
17. Elgerd, O. 1982. *Electric energy system theory: An introduction*. Nueva York: McGraw.
18. Fink, D. G. 1993. *Standard handbook for electrical engineers*. Nueva York: McGraw.
19. Finney, D. 1998. *Variable frequency ac motor drive systems*. Londres: Peregrinus Ltd.
20. Ford, R. A. 1996. *Homemade lightning*. Nueva York: McGraw.
21. General Electric, 1975. *Transmission line reference book 345 kV and above*. Nueva York: Fred Weidner and Son Printers Inc.
22. Gieras, J. F. y Wing, M. 1997. *Permanent magnet motor technology*. Nueva York: Dekker.
23. Greenwood, A. 1991. *Electrical transients in power systems*. Nueva York: Wiley.
24. Gyugyi, L. y Pelly, B. R. 1976. *Static frequency changers*. Nueva York: Wiley.

25. Hamdi, E. S. 1994. *Design of small electrical machines*. Nueva York: Wiley.
26. Harter, J. H. 1995. *Electromechanics*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.
27. Hingorani, N. G. y Gyugyi, L., 2000. *Understanding Facts*. Piscataway, N.J.: IEEE Press.
28. Holden, A. 1992. *The nature of solids*. Mineola, N.Y.: Dover.
29. IEEE, 1998. *IEEE recommended practices for establishing transformer capability when supplying nonsinusoidal load currents (C57.110)*. Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.
30. _____, ASTM 1997. *Standard for the use of the international system of units: The modern metric system*. Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.
31. _____, 1994. *Power electronics and motion control proceedings of the IEEE*. Piscataway, N.J.: Inst. of Electrical and Electronic Eng.
32. _____, 1993. *Graphic symbols for electrical and electronics diagrams* (315). Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.
33. _____, 1993. *IEEE guide for transformer impulse tests (C57.98)*. Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.
34. _____, 1993. *IEEE standard general requirements for liquid-immersed distribution, power, and regulation transformers (C57.12.00)*. Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.
35. _____, 1993. *1993 Industry applications meeting Parts I, II, III Catalog No 93CH3366-2*. Piscataway, N.J.: Inst. of Electrical and Electronic Eng.
36. _____, 1992. *IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems* (519). Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.
37. _____, 1992. *IEEE standard practices and requirements for thyristor converters for motor drives* (444R1992). Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.
38. _____, 1992. *The new IEEE standard dictionary of electrical and electronics terms*. Nueva York: Wiley.
39. _____, 1991. *IEEE recommended practice for grounding of industrial and commercial power systems* (141). Nueva York: Inst. Electrical and Electronic Eng.
40. Jackson, H. W. y White, P. A. 1988. *Introduction to electric circuits*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.
41. Kazimierczuk, M. K. y Czarkowski, D., 1995. *Resonant power converters*. Nueva York: Wiley.
42. Kenjo, T. 1994. *Stepping motors and their microprocessor controls*. Nueva York: Oxford.
43. _____, y Nagamori, S. 1985. *Permanent magnet and brushless dc motors*. Nueva York: Oxford.
44. Kimbark, E. W. 1995. *Power system stability*. Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.
45. _____, 1971. *Direct current transmission*. Melbourne, FL: Krieger.
46. Kloss, A. 1984. *A basic guide to power electronics*. Nueva York: Wiley.
47. Leonhard, W. 1995. *Control of electrical drives*. Nueva York: Springer-Verlag.
48. Matsch, L. W. 1986. *Electromagnetic and electro-mechanical machines*. Nueva York: Wiley.
49. Maxwell, J. C. 1891. *A treatise on electricity and magnetism, volumes 1 and 2*. Mineola, N.Y.: Dover.
50. McPartland, J. F. y McPartland, B. 1993. *McGraw-Hill's national electrical code handbook*. Nueva York: McGraw.
51. Miller, T. J. E. 1989. *Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives*. Nueva York: Oxford.
52. Moczala, H. 1998. *Small electric motors ISBN 0 852 96 921 X*. U.K.: The Institution of Electrical Engineers.
53. Moohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P. 1995. *Power electronics*. Nueva York: Wiley.
54. Moskowitz, L. R. 1995. *Permanent magnet and application handbook*. Melbourne, FL: Krieger.
55. Nailen, R. L., 1996. *Managing Motors*. Chicago: Barks Publications.
56. National Fire Protection Association. 1993. *National electrical code 1993*. Quincy, MA: Delmar.
57. NEMA, 1993. *Motors and generators (ANSI-NEMA Núm. MG1.-1993)*. Washington: National Electrical Manufacturers Association.
58. _____, 1970. *Electrical insulation terms and definitions*. Washington: Insulating materials division, National Electrical Manufacturers Association.
59. Ogorkiewicz, R. M. 1970. *Engineering properties of thermal plastics*. Ann Arbor, MI: Bks Demand.
60. Paice, D. A. 1996. *Power electronic converter harmonics*. Piscataway, N.J.: Inst. of Electrical and Electronic Eng.
61. Pelly, B. R. 1971. *Thyristor phase-controlled converters and cycloconverters*. Nueva York: Wiley.
62. Piron, D. L. 1994. *The electrochemistry of corrosion*. Houston: Nace International.
63. Rajashekara, K. y Kawamura, A. 1996. *Sensorless control of ac motor drives*. Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronics Eng.
64. Ramshaw, R. S. 1993. *Power electronics semiconductor switches*. Londres: Chapman and Hall/Halsted P. R.
65. Rashid, M. H. 1993. *Power electronics*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.
66. Richardson, D. V. y Caisse, A. J. 1997. *Rotating electric machinery and transformer technology*. Reston: Reston Publ. Co.

67. Sandford, R. L. y Cooter, I. L. 1962. *Basic magnetic quantities and measurement of the magnetic properties of materials*. Washington: Nat. Bur. Stds., U.S. Dept. Comm.
68. Shugg, W. T. 1995. *Handbook of electrical and electronic insulating materials*. Piscataway, N.J.: Inst. of Electrical and Electronic Eng.
69. Steinmetz, C. P. 1915 *Lectures on electrical engineering, volumes 1, 2, 3*. Mineola, N.Y.: Dover.
70. Stevenson, W. D. Jr. 1981. *Elements of power system analysis*. Nueva York: McGraw.
71. Tarnawicky, M. Z. 1971. *Manitoba power conference EHV-DC*. Winnipeg: University of Manitoba.
72. TVA, 1975. *Annual report of the Tennessee Valley Authority, Volume II-appendices*. Knoxville: Tennessee Valley Authority.
73. Uhlmann, E. 1975. *Power transmission by direct current*. Nueva York: Springer-Verlag.
74. Uman, M. A. 1969. *Lightning*. Mineola, N.Y.: Dover.
75. Underwriters Laboratories, 1997. *Ground-fault circuit interrupters* (UL943). Northbrook, IL: Underwriters Laboratories Inc.
76. _____, 1978. *Systems of insulating materials* (UL1446). Northbrook, IL: Underwriters Laboratories Inc.
77. Vas, P. 1990. *Vector control of ac machines*. Nueva York: Oxford.
78. Veinott, C. G. 1972. *Computer-aided design of electrical machinery*. Cambridge: MIT Pr.
79. Vielstich, W. 1970. *Fuel cells*. Ann Arbor, MI: Bks Demand.
80. Viollette, J. L. N. y White, D. R. S. 1987. *Electromagnetic compatibility handbook*. Nueva York: Van Nostrand Reinhold.
81. Vinal, G. W. 1955. *Storage batteries*. Nueva York: Wiley.
82. Vithayathil, J. 1995. *Power electronics*. Nueva York: McGraw.
83. Webb, J. W. y Reis, R. A. 1995. *Programmable logic controllers*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.
84. Westinghouse, 1965. *Electric utility engineering reference book*. Pittsburgh: Westinghouse Electric Corp.
85. _____, 1964. *Electrical transmission and distribution reference book*. Pittsburgh: Westinghouse Electric Corp.
86. Wildi, T. 1995. *Metric units and conversion charts*. Nueva York: Wiley.
87. Wright, A. y Newbery, P. G. 1982. *Electrical fuses*. Londres: Peregrinus.
- Company. *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.* 1A-11, núm. 6: 681-687.
2. Allan, R. (ed.). 1975. Power semiconductors. *Spectrum*. Nov.: 37-44.
3. American National Standard, 1979. Standard nominal diameters and cross sectional areas of AWG sizes of solid round wires used as electrical conductors. *ANSI/ASTM B 258-65* (Part 6): 536-542.
4. Aprill, M. R. 1978. Capacitors reduce voltage flicker. *Electrical World* 189, núm. 4: 55-56.
5. Bachmann, K. 1972. Permanent magnets. *Brown Boveri Rev.* 9: 464-468.
6. Balzhiser, R. E. 1977. Capturing a star: Controlled fusion power. *EPRI Journal* Dic.: 6-13.
7. Beaty, H. W. 1978. Charts determine substation grounds. *Electrical World* 189, núm. 2: 56-58.
8. Beaty, H. W. (ed). 1978. Underground distribution. *Electrical World* 189, núm. 9: 51-66.
9. Beutler, A. J. y Staats, G. 1969. A 100 000-Joule system for charging permanent magnets. *IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl.* 1GA-5, núm. 1: 95-100.
10. Brown Boveri Review. *Electric Drives*. Mayo/junio de 1967, vol 54, núm. 5/6 215-337. Baden, Suiza.
11. Brown Boveri Review. *Frequency Conversion*. Agosto/septiembre de 1964, vol 51, núm. 8/9 519-554. Baden, Suiza.
12. Creek, F. R. L. 1976. Large 1200 MW four-pole generators for nuclear power stations in the USA. *GEC J. Sc. and Tech.* 43, núm. 2: 68-76.
13. Dalziel, C. F. 1968. Reevaluation of lethal electric currents. *IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl.* 1GA-4, núm. 5: 467-475.
14. Drake, W. D. y Sarris, A. E. 1968. Lightning protection for cement plants. *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.* 1GA-4, núm. 1: 57-67.
15. Duff, D. L. y Ludbrook, A. 1968. Semiconverter rectifier go high power. *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.* 1GA-4, núm. 2: 185-192.
16. DuPont, 1972. "Tefzel" ETFE fluoropolymer: An exciting new resin. *Journal of "Teflon"* 13: núm. 1.
17. Electrical World 1978. Statistical Report. *Electrical World* 189, núm. 6: 75-106.
18. Elliott, T. C. (ed.). 1976. Demand control of industry power cuts utility bills, points to energy savings. *Power* 120, núm. 6: 19-26.
19. Engstrom, L., Mutanda, N. M., Adams, N. G. y Flisberg, G. 1975. Refining copper with HVDC. *Spectrum* 12, núm. 12: 40-45.
20. Fagenbaum, J. 1980. Cogeneration: An energy saver. *Spectrum* 17, núm. 8: 30-34.

ARTÍCULOS Y REPORTES TÉCNICOS

- Allan, J. A. et al. 1975. Electrical aspects of the 8750 hp gearless ball-mill drive at St. Lawrence Cement

21. Fickett, A. 1976. Fuel cells—versatile power generators. *EPRI Journal*, Abril: 14-19.
22. Finley, W. R. 1994. *Troubleshooting Motor Problems*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, núm. 5, septiembre/octubre. Nueva York. Inst. Electrical and Electronic Eng.
23. Friedlander, G. D. 1977. UHV: Onward and upward. *Spectrum* 14, núm. 2: 57-65.
24. Gaupp, O., Linhofer, G., Lockner, G. y Zanini, P., 1995. Powerful Static Frequency Converters for Transalpine Routes., *ABB Review*, 5/95 4-10.
25. Gazzana-Priaroggia, P., Piscioneri, J. H. y Margolin, S. W. 1971. The Long Island Sound submarine cable interconnection. *Spectrum* 8, núm. 10: 63-71.
26. Goodbrand, W. y Ross, C. A. 1972. Load-rejection testing of steam turbine generators. *Ontario Hydro Rsrch Qlty.* 24, núm. 2: 1-7.
27. Graf, K. 1973. AC pump drives with static-converter slip-power recovery system for the Lake Constance water supply scheme. *Siemens Rev. XL*: 539-542.
28. Gyugyi, L., Schauder, C. D., Williams, S. L., Reitman, T. R., Togerson, D. R. y Edris A. 1995. The Unified Power Controller: A New Approach to Power Transmission Control. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, núm. 2: 1085-1097, Abril de 1995.
29. Hand, C. (ed.). 1977. Batteries. *Canadian Electronics Engineering*, mayo: 19-28.
30. Harris, S. W. 1960. Compensation dc motors for fast response. *Control Engineering*. Octubre de 1960: 115-118.
31. Herbst, W., Käuferle, F. P. y Reichert, K. 1974. Controllable static reactive power compensation. *Brown Boveri Rev.* 61: 433-439.
32. Hoffmann, A. H. 1969. Brushless synchronous motors for large industrial drives. *IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl.* 1GA-5, núm. 2: 158-162.
33. Holburn, W. W. 1970. Brushless excitation of 660 MW generators. *Journal of Science and Technology*, 37, núm. 2: 85-90.
34. Hossli, W. (ed.). 1976. Large steam turbines. *Brown Boveri Rev.* 63: 84-147.
35. IEEE, 1994. *Power Electronics and Motion Control*. Proceedings of the IEEE, Nueva York: Inst. Electrical and Electronic Eng.
36. Iwanusiw, O. W. 1970. Remanent flux in current transformers. *Ont. Hydro Rsrch Qlty.* 3er. trimestre: 18-21.
37. Jacobs, A. P. y Walsh, G. W. 1968. Application considerations for SCR dc drives and associated power system. *IEEE Trans Ind. Gen. Appl.* 1GA-4, núm. 4: 396-404.
38. Javetski, J. 1978. Cogeneration. *Power*. 122, núm. 4: 35-40.
39. Joos, G. y Barton, H. B. 1975. Four quadrant DC variable-speed drives-design considerations, *Proc. IEEE*, 63, núm. 12: 1660-1668.
40. Joyce, J. S. 1974. Factors influencing reliability of large generators for nuclear power plants. *IEEE Trans. Pwr App. Syst.*, PAS-93, núm. 1: 210-219.
41. Kolm, H. H. y Thornton, R. D. 1972. Electromagnetic flight. *Scientific American*, 229, núm. 4: 17-25.
42. Krick, N. y Noser, R. 1976. The growth of turbo-generators. *Brown Boveri Rev.* 63: 148-155.
43. Kronenberg, K. J. y Bohlmann, M. A. 1968. Stability of permanent magnets. *Applied Magnetics; Indiana Current Corp.* 15, núm. 1.
44. Lee, R. H. 1975. The effect of color on temperature of electrical enclosures subject to solar radiation. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1A-11, núm. 6: 646-653.
45. Lengyel, G. 1962. Arrhenius theorem aids interpretation of accelerated life test results. *Can. Electronics Engineering*. Nov.: 35-39.
46. Lyman, J. (ed.). 1975. Battery technology. *Electronics*. Abril: 75-82.
47. Machine Design, 1979. Electrical and electronics reference issue. *Machine Design Magazine* 51, núm. 11: publicación completa.
48. Manian, V. S. 1971. Electric water heaters for high-usage residences. *Ontario Hydro Rsrch Quarterly*, 3er. trimestre: 7-13.
49. McCormick, L. S. y Hedding, R. A. 1974. Phase-angle regulators optimize transmission line power flows. *Westinghouse Engineer*. Julio: 87-91.
50. McLaughlin, M. H. y Vonzastraw, E. E. 1975. Power semiconductor equipment cooling methods and application criteria. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1A-11, núm. 5: 546-555.
51. Matta, U. (ed). 1975. Industrial electro-heat. *Brown Boveri Rev.* 62: 4-67.
52. Methé, M. 1971. The distribution of electrical power in large cities. *Canadian Engineering Journal*, Octubre: 15-18.
53. Minnick, L. y Murphy, M. 1976. The breeder—when and why. *EPRI Journal* 6 a 11 de marzo.
54. Moor, J. C. 1977. Electric drives for large compressors. *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.* 1A-13, núm. 5: 441-449.
55. Patterson, W. A. 1977. The Eel River HVDC scheme. *Can. Elec. Eng. J.* 2, núm. 1: 9-16.
56. Quinn, G. C. 1977. Plant primary substation trends. *Power* 121, núm. 3: 29-35.
57. Rieder, W. 1971. Circuit breakers. *Scientific American* 224, núm. 1: 76-84.
58. Robichaud, G. G. y Tulenko, J. S. 1978. Core design: Fuel management as a balance between in-core efficiency and economics. *Power* 122, núm. 5: 52-57.

59. Robinson, E. R. 1968. Redesign of dc motors for applications with thyristors power supplies. *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.* 1GA-4, núm. 5: 508-514.
60. Schauder, C. D., Gernhardt, M., Stacy, E., Cease, T. W. y Edris, A. 1995. *Development of ±100 Mvar Static Condenser for Voltage Control of Transmission Systems. IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, núm. 3: 1468-1496, julio de 1995.
61. Schonung, A. y Stemmle, H. Static frequency changers with "subharmonic" control in conjunction with reversible variable speed drives. Brown Boveri Rev. Septiembre de 1964, 555-577.
62. Schwieger, R. (ed.). 1978. Industrial Boilers—what's happening today. *Power* 122, núm. 2: 1-24.
63. Sebesta, D. 1978. Responsive ties avert system breakup. *Electrical World* 180, núm. 7: 54-55.
64. Selzer, A. 1971. Switching in vacuum: A review. *Spectrum* 8, núm. 6: 26-37.
65. Sullivan, R. P. 1978. Uranium: Key to the nuclear fuel cycle. *Power* 122, núm. 4: 58-63.
66. Summers, C. M. 1971. The conversion of energy. *Scientific American* 224, núm. 3: 148-160.
67. Urbanek, J., Piwko, R. J., Larsen, E. V., Damsky, B. L., Furumasu, B. C., Mittelstadt, W. y Eden, J. D. 1993. *Thyristor Controlled Series Compensation-Prototype Installation at Slatt 500 kV Substation. IEEE Transactions on Power Delivery*, 1460-1469, julio de 1993.
68. Vendryes, G. A. 1977. Superphénix: A full-scale breeder reactor. *Scientific American* 236, núm. 3: 26-35.
69. Waldinger, H. 1971. Converter-fed drives. *Siemens Rev.* 38: 387-390.
70. Woll, R. F. 1977. Electric motor drives for oil well walking beam pumps. *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.* 1A-13, núm. 5: 437-441.
71. Woll, R. F. 1975. Effect of unbalanced voltage on operation of polyphase induction motors. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1A-11, núm. 1: 38-42.
72. Woll, R. F. 1964. High temperature insulation in ac motors. *Westinghouse Engineer* Marzo de 1964: 1-5.
73. Woodson, R. D. 1971. Cooling towers. *Scientific American* 224, núm. 5: 70-78.
74. Zimmermann, J. A. 1969. Starting requirements and effects of large synchronous motors. *IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl.* 1GA-5, núm. 2: 169-175.

SITIOS WEB

Temas y sitios Web

Los siguientes sitios Web proporcionan información útil sobre varios temas tratados en este libro. Los sitios Web generalmente contienen otros temas, además de los que aquí se enlistan.

Baterías

<http://www.saftbatteries.com>
<http://www.exideworld.com>

Cables

<http://www.pirelli.com>
<http://www.usawire-cable.com>

Educativos y generales

<http://www.asee.org>
<http://www.ieee.org>
<http://www.abet.org>
<http://www.asme.org>
<http://www.astm.org>
<http://standards.ieee.org/catalog/sol>
<http://www.abb.com/abbreview>
<http://www.electricityforum.com>
<http://www.labvolt.com>
<http://www.epri.com>
<http://www.prenhall.com>

Vehículos eléctricos

<http://www.eaaev.org>
<http://www.aerovironment.com>

Celdas de combustible

<http://www.nfrc.uci.edu>
<http://www.ballard.com>

Imanes

<http://www.magnetweb.com>
<http://www.stanfordmagnets.com>
<http://www.magnetsales.com>

Control de motores (fusibles)

<http://www.littlefuse.com>
<http://www.bussmann.com>

Control de motores (arrancadores, PLCs)

<http://www.ab.com>
<http://www.omron.com>

Motores, monofásicos

<http://www.baldor.com>

Motores, trifásicos

<http://www.usmotors.com>
<http://www.baldor.com>
<http://www.reliance.com>

Motores y generadores

<http://www.usmotors.com>
<http://www.baldor.com>
<http://www.micromo.com>
<http://www.jenkins.com>

Patentes y marcas registradas

<http://patents.uspto.gov/>
<http://patents1.ic.gc.ca>

Electrónica de potencia

<http://www.irf.com>
<http://www.ixys.com>
<http://www.siliconix.com>
<http://www.pwrx.com>

Sistemas de potencia

<http://www.tva.com>
<http://www.eei.org>
<http://www.ieee.org/power>
<http://www.hydroquebec.com>
<http://www.alstom.com>
<http://www.edf.com>
www.eia.doe.gov

Resistores

<http://www.ohmite.com>
<http://www.bourns.com>
<http://www.vishay.com>

Transformadores

<http://www.ultraformer.com>
<http://www.advancedcomponents.com>
<http://www.ge.com>

Controladores de velocidad variable

<http://www.tbwoods.com>
<http://www.rockwell.com>
<http://www.abb.com>

Información especial sobre el uso de Internet

<http://bobalden.com>

Bob Alden utilizó Internet para impartir cuatro cursos a nivel universitario durante varios años. Escribió una columna mensual, "Travelling the Information Highway with Bob Alden", la cual apareció impresa y en línea para el periódico *The Institute* del IEEE entre 1992 y 2002 (su sitio Web contiene vínculos a todos sus artículos). Retirado de la Universidad de McMaster, es consultor en Web y permanece muy activo en el IEEE a nivel local, nacional e internacional.

Para más información sobre Máquinas eléctricas, controles y sistemas de potencia y otros libros de Theodore Wildi, póngase en contacto con:

<http://www.wildi-theo.com>
e-mail wildi@wildi-theo.com

Sus preguntas y comentarios son bienvenidos.

APÉNDICES

AX0 Tablas de conversión

AX1 Propiedades de materiales aislantes

AX2 Propiedades de conductores y aisladores

*AX3 Propiedades de conductores de cobre
redondos*

AX0 TABLAS DE CONVERSIÓN

Las tablas de conversión incluidas en este apéndice facilitan la conversión de una unidad a cualquier otra. Su uso se explica en la sección 10 del capítulo 1.

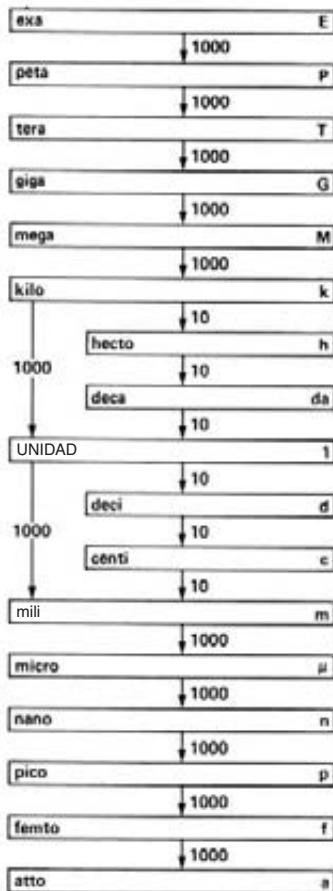
Las cantidades tales como ÁREA, MASA, VOLUMEN, etc., aparecen en orden alfabético para una referencia rápida. Los multiplicadores entre unidades son exactos o tienen una precisión de ± 0.1 por ciento.

Los ejemplos al pie de cada página tienen por objeto ayudar al lector al aplicar la regla de conversión que estipula básicamente:

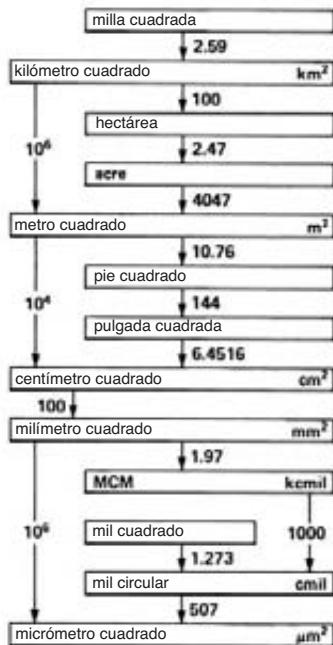
EN EL SENTIDO DE LA FLECHA—MULTIPLICAR

CONTRA EL SENTIDO DE LA FLECHA—DIVIDIR

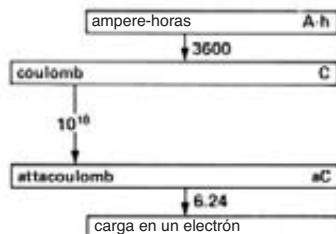
MÚLTIPLOS Y
SUBMÚLTIPLOS DE
UNIDADES SI



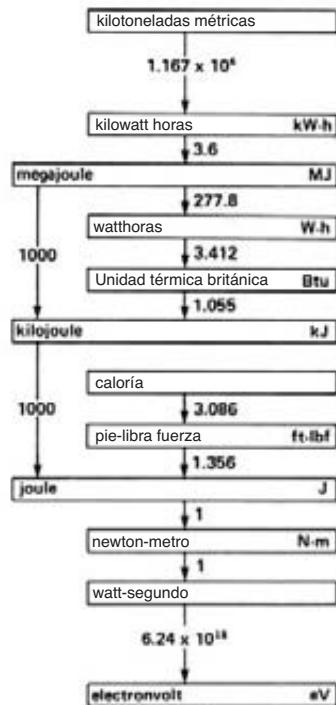
ÁREA



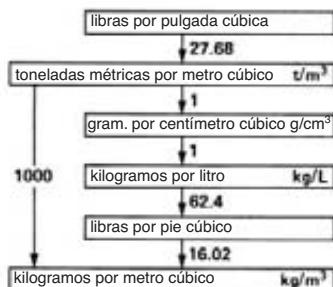
CARGA ELÉCTRICA



ENERGÍA

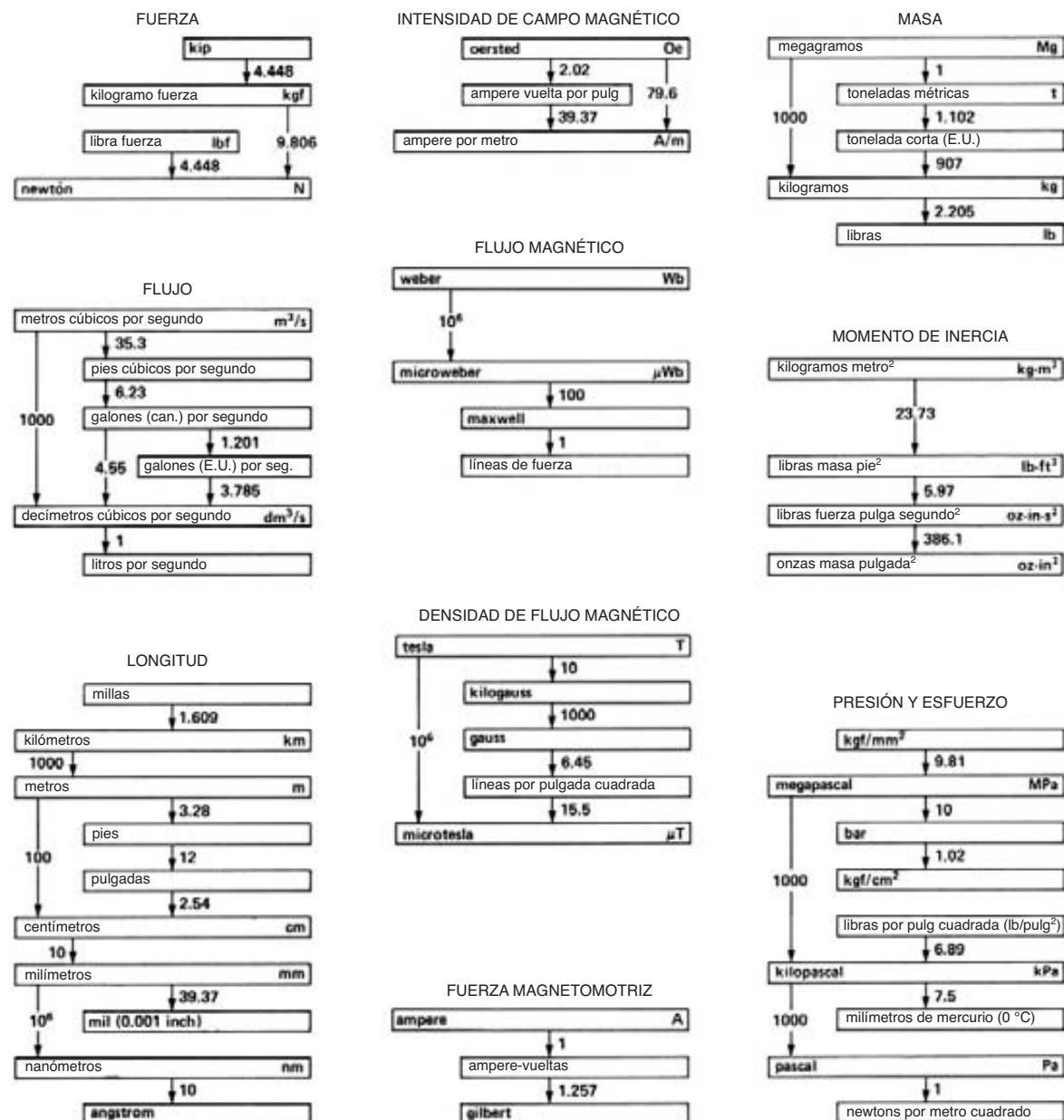


DENSIDAD



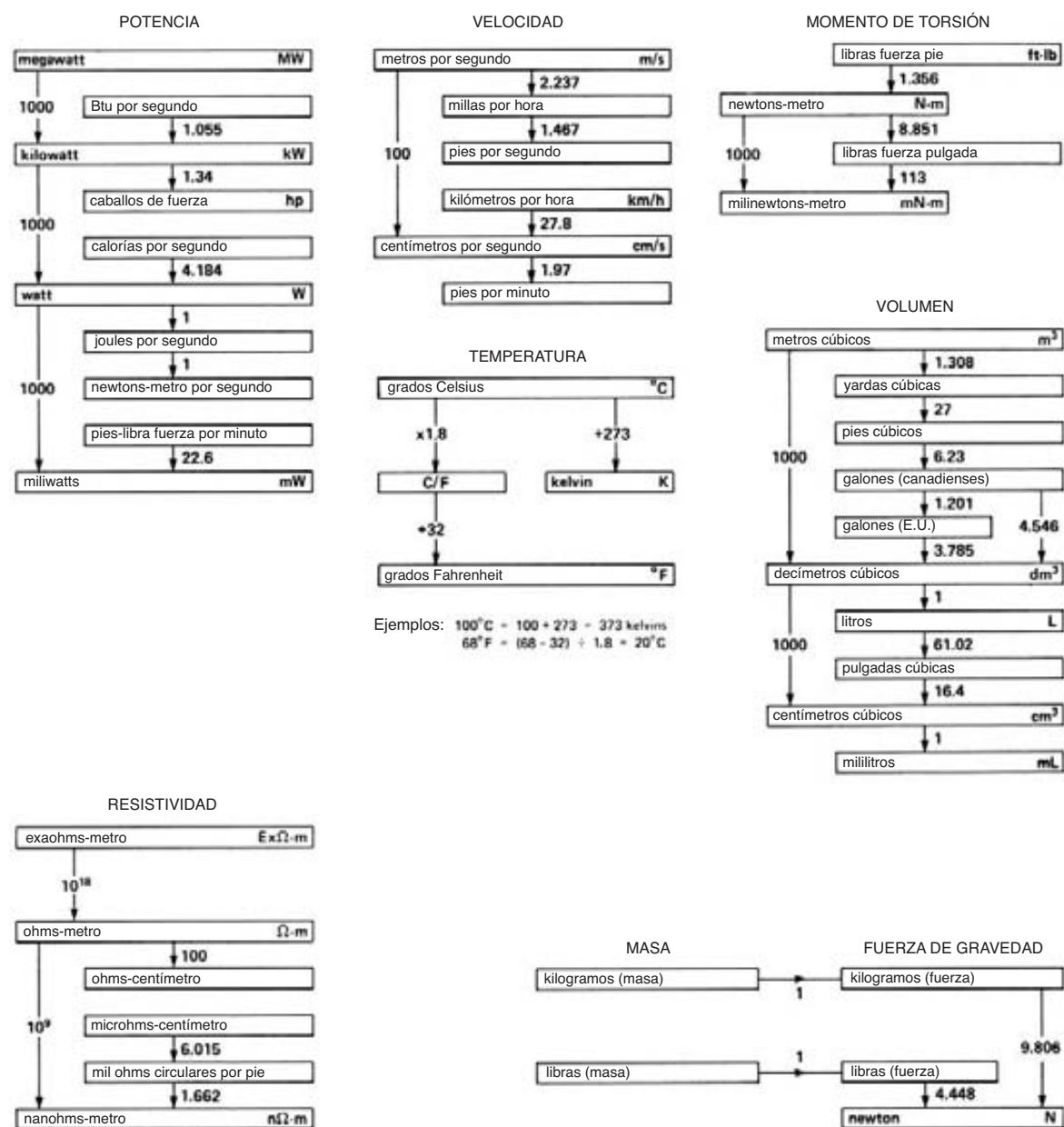
Ejemplo: Convierta 1590 MCM en pulgadas cuadradas.

Solución: $1590 \text{ MCM} = 1590(\div 1.97)(\div 100)(\div 6.4516) \text{ pulg}^2 = 1.25 \text{ pulg}^2$.



Ejemplo: Convierta 580 lb/pulg² en megapascals.

Solución: $580 \text{ lb/pulg}^2 = 580 (\times 6.89) (\div 1000) \text{ MPa} = 4 \text{ MPa}$.



Ejemplo: Calcule la fuerza de gravedad (en newtons) que actúa en una masa de 9 lb.
Solución: 9 lb. → 9 ($\times 1$) ($\times 4.448$) N = 40 N.

TABLA AX1 PROPIEDADES DE MATERIALES AISLANTES

Aislador	Propiedades eléctricas		Propiedades térmicas		Propiedades mecánicas	Notas
	resistencia dieléctrica	constante dieléctrica	temperatura máx. de operación	conductividad térmica		
	MV/m o kV/mm	ϵ_r	°C	W/(m·°C)	kg/m ³	
aire seco	3	1	2000	0.024	1.29	densidad del gas a 0°C y 101 kPa
hidrógeno	2.7	1	-	0.17	0.09	
nitrógeno	3.5	1	-	0.024	1.25	
oxígeno	3	1	-	0.025	1.43	
Hexafluoruro de azufre (SF ₆)	30 MV/m a 400 kPa	1	-	0.014	6.6	
asbesto sólido	1	-	1600	0.4	2000	líquido sintético (restringido)
lana de asbesto	1	-	1600	0.1	400	
askarel	12	4.5	120	-	1560	
epoxy	20	3.3	130	0.3	1600 a 2000	
vidrio	100	5 a 7	600	1.0	2500	
óxido de magnesio	3	4	1400	2.4	-	(pulverizado)
mica	40 a 240	7	500 a 1000	0.36	2800	un poliéster una poliamida
aceite mineral	10	2.2	110	0.16	860	
mylar®	400	3	150	-	1380	
nylon	16	4.1	150	0.3	1140	
papel (tratado)	14	4 a 7	120	0.17	1100	
poliamida	40	3.7	100 a 180	0.3	1100	
policarbonato	25	3.0	130	0.2	1200	
polietileno	40	2.3	90	0.4	930	
polimida	200	3.8	180 a 400	0.3	1100	
poliuretano	35	3.6	90	0.35	1210	
policloruro de vinilo (PVC)	50	3.7	70	0.18	1390	
porcelana	4	6	1300	1.0	2400	
caucho	12 a 20	4	65	0.14	950	
silicio	10	-	250	0.3	1800 a 2800	
teflón	20	2	260	0.24	2200	

TABLA AX2 PROPIEDADES ELÉCTRICAS, MECÁNICAS Y TÉRMICAS DE ALGUNOS CONDUCTORES (Y AISLADORES) COMUNES

Material	Símbolo químico o composición	Propiedades eléctricas			Propiedades mecánicas			Propiedades térmicas		
		resistividad ρ		coef. de temp.	densidad	resist. a la cedencia (lím.elás.)	resistencia final	calor específico	conductividad térmica	punto de fusión
		0°C nΩ·m	20°C nΩ·m	a 0°C ($\times 10^{-3}$)	kg/m ³ o g/dm ³	MPa	MPa	J/kg·°C	W/m·°C	°C
aluminio	Al	26.0	28.3	4.39	2703	21	62	960	218	660
latón	≈ 70% Cu, Zn	60.2	62.0	1.55	≈ 8300	124	370	370	143	960
carbón/ grafito	C	8000 to 30 000	-	≈ -0.3	≈ 2500	-	-	710	5.0	3600
constantán	54% Cu, 45% Ni, 1% Mn	500	500	-0.03	8900	-	-	410	22.6	1190
cobre	Cu	15.88	17.24	4.27	8890	35	220	380	394	1083
oro	Au	22.7	24.4	3.65	19 300	-	69	130	296	1063
hierro	Fe	88.1	101	7.34	7900	131	290	420	79.4	1535
plomo	Pb	203	220	4.19	11 300	-	15	130	35	327
manganese	84% Cu, 4% Ni, 12% Mn	482	482	±0.015	8410	-	-	-	20	1020
mercurio	Hg	951	968	0.91	13 600	-	-	140	8.4	-39
molibdeno	Mo	49.6	52.9	3.3	10 200	-	690	246	138	2620
monel	30% Cu, 69% Ni, 1% Fe	418	434	1.97	8800	530	690	530	25	1360
nicromo	80% Ni, 20% Cr	1080	1082	0.11	8400	-	690	430	11.2	1400
níquel	Ni	78.4	85.4	4.47	8900	200	500	460	90	1455
platino	Pt	9.7	10.4	3.4	21 400	-	-	131	71	1773
plata	Ag	15.0	16.2	4.11	10 500	-	-	230	408	960
tungsteno	W	49.6	55.1	5.5	19 300	-	3376	140	20	3410
zinc	Zn	55.3	59.7	4.0	7100	-	70	380	110	420
aire	78% N ₂ , 21% O ₂	-	-	-	1.29	-	-	994	0.024	-
hidrógeno	H ₂	-	-	-	0.090	-	-	14 200	0.17	-
agua pura	H ₂ O	-	2.5 $\times 10^{14}$	-	1000	-	-	4180	0.58	0.0

TABLA AX3 PROPIEDADES DE CONDUCTORES DE COBRE REDONDOS

Calibre AWG/ B & S	Diámetro de conductor desnudo		Sección transversal		Resistencia mΩ/m o Ω/km		Peso g/m o kg/km	Diámetro típico de alambre imantado utilizado en rele- vadores, imanes, motores, transfor- madores, etc.
	mm	mils	mm ²	cmils	25°C	105°C		
250 MCM	12.7	500	126.6	250 000	0.138	0.181	1126	mm
4/0	11.7	460	107.4	212 000	0.164	0.214	953	
2/0	9.27	365	67.4	133 000	0.261	0.341	600	
1/0	8.26	325	53.5	105 600	0.328	0.429	475	
1	7.35	289	42.4	87 700	0.415	0.542	377	
2	6.54	258	33.6	66 400	0.522	0.683	300	
3	5.83	229	26.6	52 600	0.659	0.862	237	
4	5.18	204	21.1	41 600	0.833	1.09	187	
5	4.62	182	16.8	33 120	1.05	1.37	149	
6	4.11	162	13.30	26 240	1.32	1.73	118	
7	3.66	144	10.5	20 740	1.67	2.19	93.4	
8	3.25	128	8.30	16 380	2.12	2.90	73.8	
9	2.89	114	6.59	13 000	2.67	3.48	58.6	3.00
10	2.59	102	5.27	10 400	3.35	4.36	46.9	2.68
11	2.30	90.7	4.17	8 230	4.23	5.54	37.1	2.39
12	2.05	80.8	3.31	6 530	5.31	6.95	29.5	2.14
13	1.83	72.0	2.63	5 180	6.69	8.76	25.4	1.91
14	1.63	64.1	2.08	4 110	8.43	11.0	18.5	1.71
15	1.45	57.1	1.65	3 260	10.6	13.9	14.7	1.53
16	1.29	50.8	1.31	2 580	13.4	17.6	11.6	1.37
17	1.15	45.3	1.04	2 060	16.9	22.1	9.24	1.22
18	1.02	40.3	0.821	1 620	21.4	27.9	7.31	1.10
19	0.91	35.9	0.654	1 290	26.9	35.1	5.80	0.98
20	0.81	32.0	0.517	1 020	33.8	44.3	4.61	0.88
21	0.72	28.5	0.411	812	42.6	55.8	3.66	0.79
22	0.64	25.3	0.324	640	54.1	70.9	2.89	0.70
23	0.57	22.6	0.259	511	67.9	88.9	2.31	0.63
24	0.51	20.1	0.205	404	86.0	112	1.81	0.57
25	0.45	17.9	0.162	320	108	142	1.44	0.51
26	0.40	15.9	0.128	253	137	179	1.14	0.46
27	0.36	14.2	0.102	202	172	225	0.908	0.41
28	0.32	12.6	0.080	159	218	286	0.716	0.37
29	0.29	11.3	0.065	128	272	354	0.576	0.33
30	0.25	10.0	0.0507	100	348	456	0.451	0.29
31	0.23	8.9	0.0401	79.2	440	574	0.357	0.27
32	0.20	8.0	0.0324	64.0	541	709	0.289	0.24
33	0.18	7.1	0.0255	50.4	689	902	0.228	0.21
34	0.16	6.3	0.0201	39.7	873	1140	0.179	0.19
35	0.14	5.6	0.0159	31.4	1110	1450	0.141	0.17
36	0.13	5.0	0.0127	25.0	1390	1810	0.113	0.15
37	0.11	4.5	0.0103	20.3	1710	2230	0.091	0.14
38	0.10	4.0	0.0081	16.0	2170	2840	0.072	0.12
39	0.09	3.5	0.0062	12.3	2820	3690	0.055	0.11
40	0.08	3.1	0.0049	9.6	3610	4720	0.043	0.1

RESPUESTAS A PROBLEMAS

Nota: Las siguientes respuestas numéricas en general están redondeadas a una precisión de $\pm 1\%$. Las respuestas precedidas por el símbolo \sim tienen una precisión de $\pm 5\%$.

Capítulo 1

7. MW 8. TJ 9. mPa 10. kHz 11. GJ 12. mA 13. μ Wb
14. cm 15. L 16. mg 17. μ s 18. mK 19. mrad 21. mT
22. mm 23. r 24. M Ω 33. mL 34. L/s o m^3/s 35. Hz 36. rad
37. Wb 38. kg/m^3 39. W 40. K o $^{\circ}C$ 41. kg 62. 11.95 yd^2
63. $126.9\ mm^2$ 64. $2.549\ pulg^2$ 65. $6.591\ mm^2$ 66. $2.59\ km^2$
67. $76.77\ Btu/s$ 68. $0.746\ kW$ 69. $7.079\ m^3$ 70. $13.56 \times 10^6\ \mu J$
71. 4.536 kgf 72. 0.93 T 73. 12 kilogauss 74. 1.417 kg
75. $6049.6\ A/m$ 76. 3.107 millas 77. $288\ 000\ C$ 78. $111.2\ N$
79. $11.34\ kg$ 80. $6615\ lb$ 81. $0.001\ Wb$ 82. $8304\ kg/m^3$
83. $67.7\ mbar$ 84. $1.378 \times 10^6\ Pa$ 85. $482.3 \times 10^3\ N/m^2$
86. 1.57 rad/s 87. $393\ K$ 88. $366.3\ K$ 89. $120\ K$ 90. 1.67, 50,
0.33 91. 10.4 A, $231\ \Omega$ 92. $3.3\ k\Omega$ 93a. 402 93b. 0.076
93c. $16m^2$ 93d. $64m^3$ 93e. 93.75 93f. 3.24×10^5

Capítulo 2

- 2a. $E_{16} = -80\ V$ 2b. $E_{25} = +80\ V$ 2c. $E_{52} = 0$ 3. $+20\ V$, $0\ V$, $-30\ V$, $+30\ V$ 4. $20\ V$ 5. $1.8\ V$ 7. 320 , 160 , 112 8. $3840\ A$
9a. $960\ N$ 9b. $960\ N$ 9c. no 10b. $31.3\ V$, $141\ V$, $-200\ V$
11. $70.7\ A$ 12a. $12\ A$ 12b. $169.7\ V$ 12c. $1440\ W$ 12d. $2880\ W$
13. $23\ Hz$ 14. $1.67\ ms$ 15a. I_1 va 60° detrás de I_3 15b. I_3 va 90° detrás de I_2 15c. E va 150° detrás de I_1 16c. $2400\ W$, $-800\ W$
17b. $120V$ 18. caja A 19. no 20. $-17.3\ V$, $8.13\ V$

Capítulo 3

1. $392\ N$ 2. $2940\ J$ 4. $60\ N\cdot m$ 5. $251\ kW$, $336\ hp$ 6. $10.8\ kW$, $14.5\ hp$ 7a. $100\ kW$, $134\ hp$ 7b. 83.3% 7c. 68 $256\ Btu/h$
8. $415.7\ J$ 9a. $1096\ J$ 9b. $3288\ J$ 9c. $242\ kJ$ 11b. $50\ N\cdot m$
13. cero 14. $209\ W$ 15. $209\ W$ 16. $1.89\ kW$, $2.53\ hp$
17a. $13.1\ N\cdot m$ 17b. $88.8\ kJ$ 17c. $2195\ W$ 17d. $2400\ W$
18a. $1222\ N\cdot m$ 18b. $1332\ N\cdot m$ 19a. $475\ N\cdot m$ 19b. $4455\ N$
20. $3.04\ MJ$ 21. $7.68\ MJ$ 22. $1568\ N\cdot m$, $239\ r/min$
23. $1568\ N\cdot m$, $47.8\ r/min$

Capítulo 4

- 9a. $103\ V$ 9b. $288\ W$ 9c. $10.4\ N\cdot m$ 10a. $E_{NL} = 138\ V$
10b. la polaridad se invierte 10c. el voltaje aumenta menos de 10% 11a. $5000\ A$ 11b. $7800\ A$ 12. $2\ A$ 13. $A = 18\ V$, $B = 18\ V$, $C = 18\ V$ 14. a 90° $E_A = 20\ V$, a 120° $E_A = 18\ V$
16. $276.5\ V$ 17a. 12 juegos de escobillas 17b. $150\ A$
19. E_{XY} es (+) 20a. E_{34} es (-) 21a. $292\ V$ 21b. $0.436\ A$
21c. $530\ \mu s$ 23a. $333\ A$ 23b. $83.25\ A$

Capítulo 5

- 9a. $221\ V$ 9b. $13\ 800\ W$ 9c. $13.26\ kW$, $17.8\ hp$ 10a. $1533\ A$
10b. $1.85\ \Omega$ 11a. $2975\ A$ 11b. $2400\ A$ 12. $144\ V$, $9.6\ V$
13a. $11.7\ kW$, 94% 13b. $10\ A$ 13c. $8\ m\Omega$, $223\ V$ 13d. menos de $4\ A$ 14a. $0.48\ \Omega$ 14b. $30\ kW$, $1.9\ kW$, $0\ kW$ 15a. $0.96\ \Omega$
15b. $45\ kW$, $8.43\ kW$, $0\ kW$ 16a. $17.8\ kg/m^2$ 16b. $140\ kJ$
16c. $70\ kJ$

Capítulo 6

- 8.** 180°C **9.** 131.4 kW, 547 A **10.** 22.8 hp **11.** 882 A
12a. 28°C **12b.** 88°C demasiado caliente **14.** 47.2%
15. 10.4 kW, 14 hp **16.** <155°C, <145°C, <129°C **17a.** 139°C
17b. 108°C **18.** 1 año **19a.** 2.28 A/mm² **19b.** 13.4 W/kg
20a. 58.7 W/kg **20b.** 985 cmil/A **21.** 26.2 kW, 35 hp
22. 64 años **23.** ~768 h

Capítulo 7

- 2.** 100 kVA **6.** 64.3% **7.** 667 kVA, 291 kvar **8.** 4.34 kvar
9a. 1440 W **9b.** 1440 VA **9c.** 2880 W **9d.** 1/120 s **10a.** 1440 var
10b. 1440 VA **10c.** 1440 W **10d.** 1440 W **10e.** 1/240 s
11a. A es la fuente activa **11b.** C es la fuente activa **11c.** F es la fuente reactiva **11d.** J es la fuente reactiva **11e.** L es la fuente activa **11f.** M es la fuente reactiva **12.** 7.2 A, 9.6 A
13. 0.72, 2665 var **14a.** 2765 W **14b.** 745 var **14c.** 2864 VA
14d. 11.9 A **14e.** 96.5% **15a.** 3.71 Ω **15b.** 6.32 Ω **15c.** 12.16 Ω
16a. 320 kW **16b.** 240 kvar **17a.** 1200 W **17b.** 500 var
17c. 1300 VA **17d.** 0.923 **18a.** 2 kW **18b.** cero **19.** 900 var
20a. 2765 W **20b.** 3512 VA **20c.** 0.787 **21a.** 3845 var
21b. -4000 var **21c.** 769 W **21d.** 784.5 VA **22a.** 102 V
22b. 20.4 Ω **23a.** 519.6 W y 300 var, ambos fluyen de B a A
23b. 519.6 W de D a C, 300 var de C a D

Capítulo 8

- 1.** 4157 V **2a.** -100, 0, 50, 50, -86.6 V **2b.** +, 0, -, -, +, 2c. 50, -86.6, -100, 50, 86.6 V **3.** sí **4a.** 358 V **4b.** 23.87 A
4c. 25.6 kW **5a.** 694 A **5b.** 13.2 kV **5c.** 9.16 MW **5d.** 27.5 MW
5e. 19 Ω **6a.** a - b - c **6b.** sí **7.** 26 kVA **8.** 120 V
9a. 13 kW **9b.** 6.5 kW **10.** monofásico **11a.** 41.6 A
11b. 41.6 A **11c.** 2.89 Ω **12a.** 160 Ω **12b.** 480 Ω **13.** 0.9 Ω
14. 8 Ω **15a.** 89.5% **15b.** 62.3 kVA **15c.** 37.2 kvar
15d. 80.2% **16a.** 14.6 kW, 7.78 kvar, 16.5 kVA **16b.** 270 V
17a. XZY **18a.** 5 A **18b.** 19.9 kvar **19.** lámpara conectada a Z
20. 20 kW **21a.** 18 A **21b.** 130 A **21c.** 72.1 A **22.** 18.3 A
23a. 4.63 Ω, 3.44 Ω **23b.** 36.7° **24a.** 9.6 Ω **24b.** 7.72 Ω, 5.79 Ω
25a. 6.1 kVA **25b.** 82% **26a.** 21.3 kW **26b.** 18.1 kW
26c. 63.9 kW·h **27a.** 15.5% **27b.** 88.4 A

Capítulo 9

- 1a.** 2 A **1b.** 2.83 A **1c.** 1415 A **1d.** 0.9 mWb **2.** 472 A, 0.3 mWb
4a. 360 V **4b.** 30 A **4c.** 18 A **4d.** 10 800 W **4e.** 10 800 W
5. 33.3 Ω **6.** 400 V, 0.02 A

Capítulo 10

- 11.** 120 V **12.** 60 kW **13a.** 110.4 V **13b.** 0.353 A, 22.08 A
14. 2.42 kW, 11 A, 22 A **15.** 50 A, 1250 A **16.** 1.88 mWb
18a. 144 V **18b.** 2.25 mWb **18c.** 0.9 mWb **19a.** cero
19b. 520 V **19c.** aditivo **20a.** cortocircuito **23a.** 72 Ω

- 23b.** 0.115 Ω **24a.** 126.4 V **24b.** 5.22 A, 95 A **25a.** 466.9 kW
25b. 466.9 kW, 99.1% **27.** 9 mWb **29a.** 84.1 Ω **29b.** 3.04%
29c. 23.36 mΩ **29d.** 3.04% **29e.** 976 W **29f.** 1.3%, 2.75%
30a. 1.9 Ω, 36.6 Ω **30b.** 453.6 Ω **30c.** 8.4% **31.** 99.08%
32a. 28.9 W/kg **32b.** 156 W/kg

Capítulo 11

- 5.** 300 vueltas **6.** 0.2 V **7.** 1300 kVA **8.** H1-X2 o H2-X1 juntas
9. 92 kVA **10.** 13 mA **11a.** 0.45 V **11b.** 2.25 mV **11c.** 250 A/5 A

Capítulo 12

- 2a.** 20.8 A, 433 A **2b.** 20.8 A, 250 A **3.** 1506 A, 65 kA
4. 17.7 kA, 2175 A **5a.** 1278 A **5b.** sí **6a.** delta-delta
6b. 577 A, 48.1 A **6c.** 333 A, 27.8 A **7a.** 236 kVA **7b.** 1.89 kW
8a. no **8b.** 433 kVA **9a.** 347, 600, 347 V

Capítulo 13

- 7.** no **10a.** 360 r/min **10b.** no **10c.** 20 **12.** 936 A, 156 A, 55 A
15a. 600 r/min **15b.** 564 r/min **16a.** 3 V, 45 Hz **16b.** 0.67 V,
10 Hz **16c.** 1 V, 15 Hz **17a.** 15 A, 90 A, 5.25 A **17b.** 882 r/min,
812 N·m **18.** 97.2 A **19a.** 120 V, 30 Hz **19b.** 60 V, 15 Hz
19c. 960 V, 240 Hz **20a.** -8.66 A, 8.66 A, 0 **20b.** 86.6 A
21. 3, ranura 1 a ranura 8 **22a.** 23.56 m/s **22b.** 3.3 V
22c. 196.35 mm **23a.** 87.9% **23b.** 2298 kW **23c.** 34.5 kW
23d. 2251 kW, 30.3 kN·m, 96% **26.** 1500 A, 75 N **27.** 20 N
28. 38 kW **29a.** 4.49 mΩ, 68.9 mΩ **29b.** 1067 V, 40 Hz; 16 V,
0.6 Hz **29c.** 1035 kvar **29d.** 2.07 kW **29e.** 50 kW **30a.** 18.6
Mvar **30b.** 670 kW **30c.** 1498 kW **30d.** cero **30e.** 23.8 kN·m
31a. 400 V **31b.** 508 mΩ, 314 kW **31c.** 455 A **32.** 264.5 mm
34. 100 mm, 120 kW

Capítulo 14

- 10.** 78% **12a.** 3 hp **12b.** 54 o 56 **13.** 438, 280, 315 pies·lb; cero,
675, 765 r/min **14a.** 3.8 kW **14b.** 586 r/min **14c.** 222.4 kW
14d. 5.3 kW **15a.** 140 Hz **15b.** 54 kW **15c.** 23.8 kvar **15d.** 65.6 A
15e. 100 hp **16a.** 1109 A **16b.** 434 kW **16c.** 90.2 kW **16d.** 5212 A,
83.5 kN·m **16e.** 43.3 kN·m **17.** 4.7°C **18a.** 39.4 s **18b.** 105 000 Btu
19a. 456 V, 1740 r/min **19b.** ~16 hp **20a.** diseño D **20b.** el mismo
21a. 54.5 mΩ **21b.** 2.23 Ω **22a.** ~1100 N·m **22b.** 11.4 kg·m²
23. 270 kJ **24a.** 795 kg, 1509 lb·pie² **24b.** 810 r/min, 260 pies·lb
24c. 702 pies·lb **25a.** 916 N·m **25b.** 1.3 s **25c.** 11.3 kJ **25d.** 6.7 s
26a. 134 r/min **26b.** 11:1 **26c.** 358 A **26d.** 50 t **26e.** 728 MJ
26f. 39 min **26g.** 91 kW·h

Capítulo 15

- 2a.** 5.05 Ω, 82° **2b.** 811 r/min **2c.** 45.4 A **2d.** 332 N·m
3a. sí, 366 N·m **3b.** no, como freno, 35 N·m **4.** 26.7 Ω, 202 Ω
5. 0.4 Ω, 0.5 Ω, 1.48 Ω, 268 N·m **6.** 37.9 kN·m, 2.4 kN·m
7. 13.9 N·m, 35.5 N·m **8.** 10.5 N·m, 42.6 N·m

Capítulo 16

- 3a.** 20 polos **3b.** 360 r/min **4.** se incrementa **6.** 12 polos **7.** 4
8a. disminuye **8b.** disminuye **8c.** aumenta **9a.** 7500 V, 50 Hz
9b. 37.5 V, 0.25 Hz **12a.** 150 A **12b.** 50 A **13.** 2400 V
14b. 0, 353, 600, 750, 600, 0 kW **15.** 807 mm **16a.** 145 Ω
16b. 192 Ω **16c.** 144 Ω **16d.** 10 A **16e.** 1750 V **16f.** 3.031 V
16g. 57.6 kW **16h.** 36.9° **17.** 16 kV **18a.** 44.56° **18b.** 2.475°
18c. 7.87 pulg **19a.** 0.45 Ω **19b.** 0.412 Ω **19c.** .916 **19d.** 1.09
20a. 8130 kW **20b.** 720 kW **20c.** 24.23 MN·m **20d.** 22.7°C
21. 0.409 T **22a.** 126 MW **22c.** 85.7%, adelantado
23a. 228.5 MW **23b.** 7230 A **24.** 0 W, suministra 63.3 Mvar a la barra colectora **25a.** 236 r/min **25b.** 108°, 1944° **26a.** 40
26b. 180 **26c.** 1.5 **26d.** 1.73 pulg **26e.** 3.7 Ω , 3565 W

Capítulo 17

- 7.** 2300 hp **9a.** 2217 kVA **9b.** 90.2% **9c.** 956 kvar **9d.** 32 polos
11a. 333 A **11b.** 3 Ω **12.** 500 r/min **14a.** 36.9° **14b.** 2.16 MW
14c. 100% **14d.** cero **15a.** 300 A, 0° **15b.** 720 kvar suministrados **17a.** 3457 kVA **17b.** 289 A **17c.** 5889 V **17d.** 1.44°
17e. 1569 kvar **17f.** 9150 hp **18a.** 4741 V **18b.** 32.8°
19a. 14.6 Ω , 1594 V **19b.** 6807 pies·lb **19c.** 142 A **20a.** 4269 kW,
45.3 kN·m **20b.** 1704 kW, 36.2 kN·m **20c.** 40.7 kN·m
20d. ~83 s

Capítulo 18

- 9a.** 14 A, 14 A **9b.** 33.8° **9c.** 26.8 A **9d.** 70.7% **10a.** no
10b. probablemente no **12a.** 50 Hz **12c.** 4.26 J **13a.** 8 mhp
13b. 55% **13c.** 0.28 **13d.** 0.79 pu, 1.06 pu **14a.** 4.42 pies·lb
14b. 4.44 pu **14c.** cero **14d.** 2.5 pu **15a.** 157.5 V **15b.** 93.2°
16a. 0.577 A **16b.** 86.6% retrasado **16c.** 30 W **16d.** 37%
17a. 1.94 Ω **17b.** 21.2 A, 84 V **17c.** 3.2 N·m

Capítulo 19

- 4.** 1152 **6.** 30° **8.** verdadero **9.** 240 ms **10.** 0.00175 pulg
11a. 144 W **11b.** 78.5 W **12a.** 30 mN·m **12b.** 0.79 mhp
12c. 1.77 J **14.** 437.5 r/min **15a.** 1.5 ms **15b.** 4.5 ms
15c. 0.23 A **16a.** 7.2° **16b.** 3.6° **16c.** 1.8° **18a.** 3000 r/min,
0.93 hp **18b.** 13 ms **18c.** 0.16 ms

Capítulo 20

- 10a.** cuadrante 1 **10b.** cuadrante 4 **11.** 6.3 hp **12.** 26 V, 7.5 Hz
13a. 40 A **13b.** 120 A **13c.** 40 A o 113 A **14a.** 2 o 4 **14b.** 1 o 3 respectivamente **14c.** 4 o 2 respectivamente **15.** en el sentido de las manecillas del reloj **16a.** 2 min **16b.** 5 s **18.** 208 días **22.** 28 s **23a.** 18.85 kW **23b.** 11.3 kW **23c.** 30.15 kW **24.** 1.57, 16,
12.57 kW **25a.** 345 V, 45 Hz **25b.** 633 V, 82.5 Hz **26.** 38 V, 5 Hz **28a.** 30 A **28b.** 4.29 hp **28c.** 63.7 N·m **28d.** 56.4 pies·lb
29b. 10 Hz **30a.** 834 pies·lb, 358 pies·lb **30b.** 149 pies·lb **31a.** 307 V, 40 Hz **31b.** 67.3 kJ **31c.** 29.9 kJ **32b.** 29.5 pies·lb **33.** 282 V

Capítulo 21

- 6a.** 1620 V **6b.** 200 A **6c.** 600 A **7a.** 3240 V **7b.** 200 A
8a. 540 V **8b.** 540 V **8c.** 18 A **8d.** 9 A **8e.** 9720 W **9a.** 150 V
9b. 3.75 A **10.** 45 kW **11a.** 0.72 kW **11b.** 99.96% **12a.** negativo
12b. aumentando **13a.** 36 A **13b.** 170 V **13c.** > 65 J **13d.** 0.1 H
13e. 170 V **14a.** 324 V **14b.** 243 kW **14c.** 750 A **14d.** 5.55 ms
14e. 612 A **14f.** cero **14g.** 45.4 V **15a.** 24 kW **15b.** 24 kW
15c. 12a **15d.** 400 A **15e.** 300 Hz **15f.** 167 Ω **16a.** cero
16b. 77.7° **16c.** 102.3° **17a.** 14 kV **17b.** 6.3 MW **17c.** 367 A
17d. 23.5 Mvar **18a.** 40 kV **18b.** -14.64 kV **18c.** 54.64 kV
19a. 40 A **19b.** 24 kW **19c.** cero **19d.** 100% **19e.** cero
20a. 12.66 A **20b.** 4.7 kW **20c.** 70% **20d.** 10.6 kVA **20e.** 44%
20f. 63.5% **20g.** 5.72 kvar **21.** 6.25 mH **22a.** 340 V **22b.** 147°
22c. 30.4 A **23.** 1/24 s **24a.** 3.29 V·s **24b.** 0.47 H **25a.** 120 A
25b. 48 kJ **25c.** 4 kW **26a.** 120 A **26b.** 80 A **26c.** 200 A
26d. 160 A **27a.** 135.2° **27b.** 57.5 kW **27c.** 57 kvar

Capítulo 22

- 3.** 91 Hz **4a.** 626 V **4b.** 169 kW **4c.** 90 A **4d.** 220 hp
8a. 200 V **8b.** 283 V **8e.** 2 A **9a.** 31.3° **9b.** 5.1 kvar **9c.** 28.6 A
9d. 113 V **10a.** 85.1° **10b.** 16.8 kvar **11a.** 343 A **11b.** 146°
12a. 300 V **12b.** 315 V **13a.** 150 A **13b.** 75 V **13c.** 60 V
14a. cero **14b.** 150 A **14c.** 15 V **15a.** 100.7% **15b.** 87.3°
16a. 232 A, 240 A **16b.** 700 V **17a.** 192 V **17b.** 250 A
19a. 0.02976 **19b.** 164 A **19c.** 0.04576, 249 A **19d.** La fluctuación de corriente sería mucho mayor. La corriente oscilaría entre +2047 A y -807 A. **20a.** 44 V **20b.** 44 V
20c. 14 Hz **20d.** 14 Hz **20e.** 220 W **20f.** 2.5 N·m **21b.** 2880 μ F
22a. 24 V **22b.** 97.8° **22c.** 7340 var

Capítulo 23

- 3.** 230 V, 30 Hz **4a.** 1620 r/min **4b.** 8.78 N·m **5.** 600 r/min
10a. 8 Hz **10b.** 42 V **11a.** 50 ms **11b.** 13 ms **12a.** 8 N·m,
1080 r/min, 1.2 hp **12b.** 3.5 N·m, 720 r/min, 0.35 hp
13a. 16.5 hp **13b.** 39.5° **13c.** 12.4 kvar **15a.** 141 A **15b.** 422 A
15c. 566 V **15d.** 46.7 Hz **17a.** 20.7 W **17b.** 36.3 W **18.** 194 V
19a. 3600 r/min **19b.** 15 kW **19c.** 337 V **19d.** 7.6 Ω , 15 kW
20. 325 μ s **21a.** 115 V, 15 Hz **21b.** 85 A **22.** 31.8 A **23.** 50 V,
15 Hz

Capítulo 24

- 7.** 1176 MW **11a.** $41.2 \times 10^3 \text{ m}^3/\text{s}$ **11b.** 40 400 MW
11c. 312 m^3 **12.** 15.6 h **13a.** 60 MW, 50 MW **13b.** 80 MW,
30 MW **14a.** 5400 MW **14b.** 2615 Mvar **14c.** 9364 yd^3/s
16a. 5715 tons **16b.** ~57 000 tons **16c.** 21.6 m^3/s
17. 0.43 m^3/s **18a.** $1.86 \times 10^{13} \text{ J}$, $1.76 \times 10^{10} \text{ Btu}$ **18b.** 0.207 g
19a. 90.6 TW·h **19b.** 10.34 GW **20.** 1580 MW

Capítulo 25

- 7.** ~2500 **9.** 750 A **10a.** 5092 MW **10b.** 151.8 MW **10c.** ~3%
11a. 5700 V, 114 kW; 4500 V, 450 kW; 3000 V, 600 kW; 1500 V, 450 kW **12.** 0° **13a.** 5992 V, 126 kW; 5692 V, 720 kW; 4243 V, 1200 kW; 1897 V, 720 kW **14.** E_R va 18.4° detrás de α
15a. 6577 V, 9000 V **15b.** 0° **16a.** 5692 V **16b.** no
17a. -240 kvar **17b.** 139.2 A **17c.** 290.6 kvar **17d.** 50.6 kvar
17e. 802 kVA **17f.** 5759 V **17g.** 6251 V, 868 kW **18.** 20.3°
19. 4 Ω, 2 Ω, 37.5 kΩ **21a.** 421 MW **21b.** 1074 A
21c. 148.8 Mvar **21d.** 74.3 Mvar **22a.** 22 Ω, 100 Ω, 1500 Ω
22b. 119 kV **22c.** 45 A **22d.** 9 Mvar **22e.** 34.6 kW
23a. 648.5 A

Capítulo 26

- 3.** $2 \mu\Omega$ **6.** 17.5 kV **8a.** 48.8 kV **8b.** cero **9a.** 12 000 A
9b. 960 MW **9c.** 4800 J **11.** 5 y 7 **12.** 1.2 Ω, 3.18 mH
13a. 25 A, 35 A **13b.** 10 A **13c.** 0.5 A **14.** 9.74 A **15a.** no peligrosa **15b.** peligrosa **17a.** 115.6 A, 124.7 A, 31.6 A
17b. 2A **17c.** 81.8% retrasado **18a.** 777 A **18b.** 67.3 A, 86.8%
21b. 17.5 kA **21c.** sí

Capítulo 27

- 2.** \$28.40 **5.** \$1470 **7.** 4.33 MW **8a.** 3975 GW·h
8b. 159 millones de dólares **9a.** 72 kvar, 104 kVA **9b.** 75 kW, 52 kvar **9c.** 12.5% **10a.** 243 kvar **10b.** 32% **11a.** 46.64 \$/h
11b. \$4205 **12a.** 30 centavos/kW·h **12b.** 2.4 centavos
13. 6.45 centavos/kW·h **15.** 10 r/min **16.** 1800 W **17a.** el medidor lee 1 por ciento alto **17b.** no **18.** ±5.6 kW·h

Capítulo 28

- 5a.** ~45 kV **5b.** ~492 A **6a.** 150 MW **6b.** 200 A **7a.** 600 A, 57.6 MW **10a.** 400 A **10b.** 64 kV **11.** 1800 A, 1000 Mvar
12. 45 kW **13.** 4050 A **14a.** 2.9 pulg² **14b.** 13.38 Ω
14c. 43.4 MW **14d.** 426 kV **14e.** 94.7% **15a.** 360 Hz, 720 Hz
15b. 9 Ω, 11 Ω **15c.** 150 kV **16a.** 17.7 A **16b.** 20 kV
16c. 159 V

Capítulo 29

- 2.** La frecuencia máxima de un GTO de alta velocidad está limitada a aproximadamente 2 KHz. **3.** 1380 Hz **4.** 967 A **6a.** 1870 V **6b.** 1470 V **7.** 8.33 ms **10.** 879 A **11.** 1406 A **12.** 4.5 mH, 221 μF **13.** 2159 V **14.** 5.52 MW **16.** 80.2 A **17.** 46.3 A·h **18.** 6 s **19a.** 5.57 kV **19b.** 2.7 MVA **19c.** 24 kV **19d.** 26.4 kV **19e.** 14.4 kV, 33.7 kV

Capítulo 30

- 1a.** 36.0 A **1b.** 60 Hz **1c.** 300 Hz **2.** 62.2 V **3.** 12.9%
4a. 1000 A **4b.** 29.4% **5a.** 1843 kW **5b.** 48.7 kW **5c.** 110 kW
6a. 84.8% **6b.** 30.1 kW **6c.** 73.8% **7.** 141 A **8a.** 4163 V
8b. 1082 V **9a.** 71.7 A **9b.** 7.86 A **9c.** 72.1 A **9d.** 721 V
9e. 154 V **10.** 21.6 W **11.** 124.4 V **12.** 58.6 A **13a.** 95.4 A
13b. ~0 A **13c.** 18.7 A **14a.** 110 A **14b.** 0 A **14c.** 21.6 A
15a. 70.7 A **15b.** 67.5 A **15c.** 21.1 A **15d.** 31.4% **16a.** 9.6 Ω
16b. 1443 A **17a.** 85.6 A **17b.** $I_5 = 0$; $I_3 = 24.7$ A **18a.** 50 Hz; 350 Hz **18b.** 601 V; 240 V **18c.** 647 V **18d.** 601 V
19a. $E_5 = 46.8$ V; $E_7 = 15.3$ V; $E_{11} = 107$ V; $E_{13} = 323$ V
19b. 344 V **19c.** 55.1 A **20.** 83.5 A pico; -32.4°
21a. 35.36 V; 0° **21b.** 31.8 V **21c.** 50 V **21d.** 15.4 V

Capítulo 31

- 1.** vea la sección 31.2 **2.** vea la sección 31.2 **3.** vea la sección 31.2 **4.** vea la sección 31.15 **5.** vea el final de las secciones 31.3 y 31.9 **6.** vea la sección 31.4 **7.** vea la sección 31.14 **8.** vea las secciones 31.19 y 31.21

RESPUESTAS A PROBLEMAS DE APLICACIÓN INDUSTRIAL

Capítulo 1

94. 0.926 pu 95. 0.208 pu 1.416 pu 97. 6.0 pu 0.39 pu

Capítulo 2

21a. $-E_1 + IR = 0$ 21b. $-E_1 - IR = 0$ 21c. $E_1 + IR = 0$
21d. $-E_2 + E_1 - IR = 0$ 22a. $I = -3 \text{ A}$ 22b. $I = -13 \text{ A}$
22c. $I = 9 \text{ A}$ 23a. $-10 - 5I_1 = 0; 5I_1 + 2I_2 = 0; I_1 + I_3 = I_2$ 23b. $-98 - 7I_3 + 42I_1 = 0; -42I_1 + 15I_2 = 0; I_1 + I_2 + I_3 = 0$ 23c. $-48 + 6I_3 - 4I_2 = 0; 4I_2 + (7 + 12)I_1 = 0; I_3 + I_2 - I_1 = 0$ 23d. $-40 - 12I_4 + 4I_3 + 60 = 0; -6I_2 + 2I_1 = 0; I_1 + I_2 + I_3 + I_4 = 0$ 24a. 0.25 Hz 24b. 1000 W
24c. 2000 J 24d. 500 W 24e. 70.7 V 24f. 70.7 V 24g. 50 V
25a. 0.125 Hz 25b. 1000 W 25c. 4000 J 25d. 500 W
25e. 70.7 V 25f. 70.7 V 25g. 0 V 26a. $E_{21} + 20I_1 = 0; I_3 = I_1 + I_2; E_{21} + I_2(50j) = 0$ 26b. $E_A + 20I_1 = 0; E_A + I_2(-30j) = 0; I_3 = I_1 + I_2$ 26c. $E_{21} + 20I_1 = 0; E_{21} - I_2(-30j) = 0; I_1 = I_3 + I_2$ 26d. $E_{ba} - 20I_1 = 0; E_{ba} + 60jI_2 = 0; E_{ba} - E_A - I_3(-30j) = 0; I_4 + I_1 + I_3 = I_2$ 26e. $E_{ab} + (7 - 24j)I = 0; E_{ac} + (-24j)I = 0; E_{bc} - 7I = 0$ 26f. $E_{21} + E_B - I(40j - 45j) = 0; E_{13} + 40jI - E_B = 0; E_{23} - I(-45j) = 0$ 26g. $-E_3 + 40jI_3 + E_{32} = 0; -E_3 + E_{12} = 0; E_{23} - 30I_2 = 0; E_{23} + 40jI_1 = 0; I_2 + I_3 = I_1$

Capítulo 3

24. 52 070 Btu, 7.63 h 25. La temperatura del transformador aumentará con la pintura de aluminio 26. 52.9 kW 27. ~ 47 °C

Capítulo 4

24a. 480 A 24b. 15 319 W 24c. 5520 W 25. 203.5 W/kg
26. 1385 N·m 27. 261.6 W

Capítulo 5

19. 2514 r/min 20a. 400 conductores 20b. 85.1 V 20c. 4.4 mWb
21. 674 pies³/min 22. 21 Ω 425 W 23. 0.0273 pu 0.00346 pu

Capítulo 6

24. 310 kg 25. 52.8 mΩ 26. 4.78 kg 27. 915 W 224 V 28. Núm. 2 AWG 29. 0.81 V 223 W/m 30. $t_2 = R_2/R_1(228 + t_1) - 228$
31. 1948 pies/min 22 mi/h 32a. 0.00614 Ω 32b. 0.092 V 32c. 1.29 V
32d. 38.7 W 32e. 1.33 N 32f. 0.528 J 32g. 26.4 W 32h. 5.8%

Capítulo 7

24. 345 microfaradios 25a. 650 V 25b. 72.9 J 26. 68 000 Ω 3.4 W 27a. 288 A 27b. 0.2 MW 1.0 Mvar 27c. 2.8 MW, 1.0 Mvar, 3 MVA 27d. 10 300 V 28a. 1976 W, 1796 var 28b. 9.63 A 28c. no 29a. 20.83 A 29b. 16.7 A

Capítulo 8

28. 24 A $I_c = 0$ 29. 16 A, 16 A, 27.7 A 30. 156.6 kW
31. 55.4 A, 48 A 32. 100 kW 33. 1359 lb/h 34a. 31.88 kW
34b. 38.41 kVA 34c. 48.2 A 35a. 332 A 35b. 602 kvar
35c. 25.8°

Capítulo 9

7. 245 vueltas, 980 vueltas **8a.** 33.87Ω **8b.** 30.5Ω , 80.9 mH **8c.** 64.3° **9.** $\Phi = 0.657 \text{ mWb}$, $\Phi_{ml} = 0.516 \text{ mWb}$, $\Phi_{fl} = 0.141 \text{ mWb}$ **10.** El transformador de $330 \text{ V}/120 \text{ V}$ es el más apropiado. El capacitor de 40 microfaradios debe estar conectado al devanado de 330 V

Capítulo 10

34. 0.023Ω **35.** 217 mm^2 **36.** 85 W/kg , 225 W/kg **37.** 72 V , 16.7 A

Capítulo 11

12. 13.88 V **13.** El devanado de BV está arrollado sobre el devanado de 120 V **14a.** 15.15 V **14b.** 5.31 V **14c.** $\sim 2300 \text{ V}$

Capítulo 12

10. 1.3 A **11.** $\$177$ **13b.** 465 V **13c.** 12.9° **14.** 121 A 125.8 kVA **15.** transformador de 41.9 kVA , motor de 33.8 kVA

Capítulo 13

35a. la velocidad se reducirá **35b.** el momento de torsión de arranque se incrementará **35c.** la temperatura aumentará un poco **36a.** 90 bobinas **36b.** 30 **36c.** 5 **36d.** 266 mm **36e.** $108 \text{ } 100 \text{ mm}^2$ **36f.** 58.4 mWb **37.** 1196 r/min **38.** 14.9 N **39.** 2340 r/min , 3660 r/min **40.** el rotor suministra potencia activa **41a.** 18.9 Hz **41b.** 605 kW

Capítulo 14

27. 4 veces al año cada 4.5 años **28.** $\$17 \text{ 900}$ **29.** $\$670$ **30.** 9Ω **31a.** $R = 0.0547 \Omega$ $X = 0.162 \Omega$ **31b.** 1493 A **31c.** 1118 pie-lbf **31d.** 93% **32.** 0.39 pu 8.47 pu 2.88 pu 1.36 pu

Capítulo 15

9a. 15.9 mH , 292 mH **9b.** 5Ω , 91.7Ω **9c.** 212 V **10a.** 8Ω , 147Ω **10b.** $19.2 \text{ N}\cdot\text{m}$, 6.3 hp

Capítulo 16

27a. 43.5 hp **27b.** la máxima es de 120°C **28a.** 220 MW con factor de potencia unitario, 198 MW a 90% PF **28b.** 96 Mvar **28c.** 0.787 **28d.** 1.1Ω , **28e.** 2785 kW **29a.** $194 \text{ } 370 \text{ hp}$ **29b.** 719 MJ **29c.** 2279 MJ **29d.** 5.67 s **30.** 28.6°C , $2000 \Omega\cdot\text{m}$

Capítulo 17

21. 96.8 A **22a.** 17.57 t **22b.** 123 gal/min **22c.** $32 \text{ } 500 \text{ lb}\cdot\text{pie}^2$ **22d.** 260 kW **22e.** 97.1% **22f.** 4358 kvar **22g.** 0.0713Ω **22h.** 0.413Ω

Capítulo 18

18a. 3.33 pu , 6 pu , 2.22 pu **18b.** $12.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ **18c.** $11.7 \text{ microfaradios}$ **19a.** $10.3 \text{ N}\cdot\text{m}$ **19b.** $24.8 \text{ microfaradios}$

Capítulo 19

19. $0.5227 \text{ N}\cdot\text{m}$, $0.07769 \text{ N}\cdot\text{m}$ **20.** 56.5Ω **21.** 1.02 ms **22a.** $200 \text{ pulsos por segundo}$ **22b.** $22 \text{ mN}\cdot\text{m}$ **22c.** $10.5 \text{ mN}\cdot\text{m}$ **22d.** $11.5 \text{ mN}\cdot\text{m}$ **23.** se sugiere una caja de engranes con relación de $18:25$

Capítulo 20

34. un poco menos de 60 s **35a.** 4.39 pu , 1.32 pu , **35b.** 14 s **36a.** 348 W **36b.** 838 W , sí **37.** 1747Ω , 151Ω

Capítulo 21

28a. 41 V , 7 V **28b.** 26.8 V **28c.** 72 W **29.** 748.7 A , 137.6 A **30.** 147.1 V **31.** Todos los tiristores serán destruidos **32a.** 78 kW **32b.** 1344 W **32c.** 52 kW **32d.** 1344 W **32e.** 104 J **32f.** 336 J **32g.** 231 J **32h.** 1065 W **32i.** 0.395 **33a.** $10.5 \mu\text{s}$, $49.5 \mu\text{s}$ **33b.** 16.67 kHz **34a.** 210 V , sí **34b.** 390 V , sí **34c.** 180 V , negativa **35a.** $14 \mu\text{s}$, $26 \mu\text{s}$ **35b.** $26 \mu\text{s}$, $14 \mu\text{s}$ **36a.** 99 A **36b.** 77.4 A **36c.** 2450 V

Capítulo 22

23. A es negativa con respecto a C **24.** 98 A , 24 V **25.** 13 A , 1857 V/s **26.** I_a se reduce a 550 A/s

Capítulo 23

24a. 500 Hz **24b.** -563 V **24c.** 43.5° **24d.** 73.7 A **24e.** 360 Hz **24f.** 3000 Hz **24g.** 72.5% **24h.** 60 A **25a.** $25.8 \text{ N}\cdot\text{m}$, $6.4 \text{ N}\cdot\text{m}$, **25b.** 21.7 W **26a.** 28.8 N **26b.** 57.6 N **27a.** 300 r/min **27b.** $16.1 \text{ N}\cdot\text{m}$ **28.** 57.2 V **29a.** 8258 A **29b.** 4129 A **29c.** 5839 A **30a.** 5.83 Hz a 16.33 Hz **30b.** 7695 kW , 6786 kvar **30d.** 22.3 h **31a.** 430.8 V , ángulo de 28° **31b.** el convertidor absorbe 138 kW y suministra 33.9 kvar **32a.** 200 A **32b.** 402.5 A ángulo de $+62^\circ$ **32c.** 513.5 V , ángulo de $+23.2^\circ$ **32d.** 0.902 **33a.** 2.892 ms , 0.441 ms , $D = 0.868$ **33b.** 1.593 ms , 1.740 ms , $D = 0.478$ **34a.** 7.2Ω **34b.** 6.26 A , ángulo de -19° **34c.** 1.65 A **34d.** 5.95 A **34e.** $10.1 \text{ N}\cdot\text{m}$ **35.** 8.41 A , $8.83 \text{ N}\cdot\text{m}$

Capítulo 24

21a. 59.985 Hz **21b.** $26 \text{ } 993 \text{ ciclos}$ **21c.** $27 \text{ } 000 \text{ ciclos}$ **21d.** 116 ms **22.** 15 hp **23.** $\sim 20 \text{ hp}$ **24.** 552 W/m^2 **25.** 520 W **26a.** $1780 \text{ kN}\cdot\text{m}$ **26b.** 4021 hp **27a.** 872 kVA **27b.** 730 A **27c.** 445 kvar **28a.** 387 kW **28b.** 92.1% **29.** 38.4 r/min **30.** 24.6 **31.** 7.5 kW **32.** 2.5 MW **33a.** 317 km/h **33b.** 5.0 **34.** 1650 **35.** $350 \text{ } 400 \text{ MWh}$, 25.4% **36.** 35% **37a.** 1500 r/min **37b.** 1800 r/min **37c.** 300 r/min **37d.** 0.2 **37e.** 2.5 MW **37f.** 0.5 MW **37g.** 0.5 MW **37h.** 16.7% **37i.** 10 Hz

Capítulo 27

19a. 748 kWh **19b.** $\$16 \text{ } 380$

ÍNDICE

A

Aceite (como refrigerante), 63
Aceleración (de un sistema de mando) 57, 59
Activación de compuerta 500
Adelanto, 22, 143
Agua liviana, 685
pesada, 685, 689
Aire, 917
Aislador pasante (bushing), 741
Aisladores de pasador, 709
de suspensión 709
deterioro de, 126
propiedades de, 917, 918
Aislamiento clases, 126-128
esperanza de vida, 126
Alimentador, 747, 769
Almacenamiento y bombeo, 676
Alternador, 71, 159, 343 bifásico, 160
Alternador trifásico, 343-372
ángulo de momento de torsión, 366
cicuito equivalente, 354

construcción de, 344-348
curva de saturación, 353
desplazamiento de polos mecánico, 365
ejemplo histórico, 354
elemental, 159
enfriamiento de, 347
excitación de, 350 sin escobillas, 351
reactancia síncrona, 354
transitoria, 367
regulación de voltaje, 360
relación de cortocircuito, 358
salida de potencia, 366, 370
sincronización de, 361 sometido a carga, 358
velocidad síncrona, 344, 348
Amortiguador, 536
Ampericidad, 719
Análisis armónico, 871-875
mediante serie de Fourier
Ángulo, 6 “efectivo”, 792
activación, 792
comutación, 522
de avance, 702
de fase, 22
de momento de torsión 367, 384, 385
extinción, 522, 792
retraso, 513
Anillo colector, 72, 264, 267
Ánode, 483, 500
Apagón, 831
Armadura de un generador de cd, 73, 74, 76, 86, 90
de un motor de cd, 99, 100
reacción 77, 113
Armónicos, 23, 831, 847
análisis de, 871-875
eliminación de, 824, 838, 866
en sistemas de potencia, 860, 863, 867, 869
en un alternador, 345
en una onda cuadrada, 25
filtro, 798, 799, 866
generación de, 853
resonancia, 861-864
valor efectivo de, 849
y circuitos, 850, 857-860
y diagramas fasoriales, 847
y transformadores, 869

- Arrancador
 a través de la línea 454
 autotransformador, 466
 devanado parcial, 468
 motor de cd, 108
 resistencia primaria, 462
 rotor devanado, 284
 transistorizado, 604
 voltaje reducido, 462
 Y-delta, 469
- Aumento
 de temperatura
 de clases de aislamiento, 127, 128
 de máquinas eléctricas, 125-130
 por método de resistencia, 129
 de voltaje, 831
- Autotransformador, 226-230
 variable, 23
- Avance
 a pasos, 458
 en modo de arranque-detención, 428
 poco a poco, 458
- B**
 Base elástica, 409
 BIL, 714, 747
 BJT, 480, 524
 Botón, 449
- C**
 Caballo de fuerza, 52
 Cable, 719, 735
 ACSR, 707, 719
 impedancia de, 719
 submarino, 735
 Caída de voltaje, 831
 Caja espiral, 675
 Caldera, 678
 bomba de alimentación, 681
 eficiencia, 677
 Calentamiento
 de máquinas eléctricas, 127-130
 por inducción, 237, 781
 Calor, 60
 conducción de, 62
 convección, 63
 específico, 61, 918 (Análisis armónico *vea también* la tabla AX2 del apéndice)
- radiación de, 64
 transmisión de, 62
- Cambiador de frecuencia estático, 828
- Cambio a una sola fase, 318
- Campo
 de una máquina de cd, 85
 giratorio, 343
 magnético en motor bifásico, 644
 rotatorio
 en un motor bifásico, 647
 en un motor monofásico, 403
 en una máquina trifásica, 265
 velocidad síncrona de, 271
- CANDU, 689
- Capacidad
 de un alternador, 350, 370
 de un motor síncrono, 388
 de un transformador, 206
 de una máquina de cd, 84
 nominal, 84
 placa de identificación, 84
- Capacitancia (distribuida), 230, 231, 718, 762
- Capacitor, 139, 145
 controlado por tiristor, 817
 energía en, 25
 en serie (controlado por tiristor), 817
 síncrono, 393, 799
- Carga, definición de, 16, 154
 activa, 127, 154
 de impedancia al sobrevoltaje, 733
 no lineal, 839, 852, 856
 pico, 665, 666, 676
 reactiva, 138, 154
- Casquillo (bushing), 231, 232
- Catenaria, 572
- Cátodo, 483, 500
- Celsius (grados), 5, 7
- Ciclo
 convertidor, 509, 594, 596
 de trabajo, 528, 534
- Círcuito
 bifásico, 160, 254
 ecuaciones de, 26
 PLC, 892
 solución de, 40-45, 148, 170
 trifásico, 158
- Compensación
 línea de, 725, 730
 en serie, 731, 817
- Compensador
 en derivación, 834, 835
 en serie 834, 841
 síncrono estático, 821
 variable estático, 237, 733
- Componente de cuadratura, 141
- Compuerta, 500
- Compuesto diferencial, 84, 107
- Condensador, 679, 680
 síncrono (*vea* Capacitor síncrono)
- Conductores, 719 (*vea también* el apéndice AX3)
 aéreos, 719
 calibre, 919
 de cobre redondos, 919
 unidos, 711
- Conexión
 a tierra
 de equipo, 763
 de sistemas eléctricos, 761
 de terminales de cd, 799
- en delta, 167, 169
 voltaje y corriente, 169
- en estrella (*vea* Conexión en Y)
 en Y, 164, 169
 voltaje y corriente, 169
- Scott, 255
- Conjugado (de vector), 151
- Comutación
 auto, 600
 forzada, 503
 lineal, 492
 máquina de cd, 91-93
 natural, 492
 traslape, 522, 792
- Comutado por línea
 (*vea* Comutación, natural)
- Comutador, 72, 73, 86, 99
- Constante de tiempo, 111
- Contacto, 145, 769
 de cierre automático, 457
 normalmente abierto, 451
 normalmente cerrado, 451
 potencia de, 145
 simulado, 881
- Contactor
 electrónico, 508
 magnético, 450
- Contingencia, 671
- Contrarrecortador, 527

- Control
 bang-bang de momento de torsión, 644, 649
 de dos niveles, 436
 de medio paso, 433
 de momento de torsión directo, 643-658
 control de velocidad, 650
 control del campo magnético, 96
 motor bifásico, 644, 652
 motor trifásico, 653-655
 de onda, 432
 de vector de flujo, 630
 por computadora, 879
 sincro, 416
- Controlador
 de flujo de potencia unificado, 824
 lógico programable, 879-905
- Controles electrónicos
 cicloconvertidor, 594, 596, 641
 control
 de cuatro cuadrantes, 563
 de malacate, 563
 de primer cuadrante, 555
 convertidores con corriente
 circulante, 560
 enlace de cd alimentado por
 corriente, 591
 fundamentos de, 57, 470
 motor
 de cd, 574-579
 de inducción 596, 601, 606-610
 de rotor devanado, 611-616
 síncrono, 591-593
 principios de, 57, 58, 470
 recordator y motor en serie, 573
 tipos de ca, 589
 tracción eléctrica, 632-639
- Convección (pérdida de calor por), 63
- Conversión
 coseno-seno, 20
 seno-coseno, 20
- Convertidor
 arco de mercurio, 799
 circuito equivalente de, 517
 con diodo de funcionamiento libre, 565
 de 12 pulsos, 802
 de cd a ca, 537
 de cd a ca, trifásico, 543, 544
- de cd a cd, 525, 530, 568
 de cuatro cuadrantes, 534
 de dos cuadrantes, 533
 de frecuencia, 317, 378, 828, 854
 de semipuente, 570
 factor de potencia, 498, 519
 semipuente, 570
- Convertidores espalda con espalda, 789, 802
- Coordinación de dispositivos protectores, 756
- Corriente directa
 generadores, 71
 motores, 96
 subsiguiente, 713
- Corrientes
 de Foucault (*vea Corrientes parásitas*)
 parásitas, 34, 35, 870
- Cortacircuito
 para falla de tierra, 765
 transistorizado, 838, 845
- Cortacircuito(s)
 aceite, 741
 aceite mínimo, 742
 hexafluoruro de azufre, 742
 manuales, 447
 ráfaga de aire, 742
 transistorizado, 838, 845
 vacío, 743, 744
- Corte, 757
- Cortocircuito
 de un alternador, 368
 de un transformador, 212, 236
 protección (*vea Dispositivos protectores*)
 relación, 358
- CPU (*vea Unidad central de procesamiento*)
- Cuadrante, 470
- Cuernos formadores de arco, 744
- Curva
 B-H, 27
 de materiales magnéticos
 blandos, 28, 29
 de vacío, 27
 de duración de la carga, 667
 de saturación (*vea también Curva B-H*)
 de un alternador, 353
 de un transformador, 206
- Curva-V, 390
- Choque (eléctrico), 761
- D**
- Demanda, 665, 772
 controlador, 775
 de facturación, 776, 777
 medidor, 772
- Densidad
 de corriente, 121
 de flujo residual, 32
- Desviador de sobrevoltaje, 744
- Deuterio, 685
- Devanado
 amortiguador, 348, 378
 auxiliar, 399, 404
 bipolar, 432
 compensador, 114
 de lazo
 de un generador de cd, 75
 de un motor de cd, 100
 de un motor de inducción, 285-288
 de una máquina síncrona, 344
 en derivación estabilizado, 113
 primario, 185
 secundario, 185
 terciario, 248, 799
 unipolar, 433
- Diagrama
 de control, 453, 880
 de flujo secuencial, 895
 en escalera, 884, 895
- Dinamo (*vea generador de cd*)
- Diodo
 de funcionamiento libre, 527, 565
 operación de, 483
 propiedades de, 484
- Dispositivos protectores, 756
- Distorsión
 armónica, 24, 847, 858-860, 865, 871
 total, 499, 849
 campo de cd, 78, 113
 factor de potencia, 498
- DSTATCON, 835, 844
- DTC (*vea Control de momento de torsión directo*)
- DVR, 844

- E**
- Efecto
 - corona, 711
 - de rampa, 430
 - Eficiencia, 53
 - de máquinas de cd, 123-125
 - de máquinas eléctricas, 370
 - Electronvolts, 914
 - Empresa transparente, 903
 - Energía, 53
 - cinética, 54
 - de movimiento lineal, 54
 - de movimiento rotatorio, 54
 - consumida
 - en E.U.
 - por aparatos eléctricos, 778
 - por una ciudad, 780
 - en circuitos trifásicos, 785
 - flujo en una estación térmica, 693
 - medición de, 782
 - unidad de, 7
 - Enlace de cd, 590, 606, 610
 - Entrehierro, 85
 - Escobilla, 86, 87
 - Estabilidad, 367, 668, 670
 - Estaciones de generación térmicas, 676-684
 - Estator, 263, 399
 - Estructura tarifaria, 775
 - eV (*vea Electronvolts*)
 - Excitación sin escobillas, 351, 379
 - Excitador, 350
 - piloto, 344
 - sin escobillas, 351, 379
 - Exploración (de un PLC), 886
- F**
- Factor
 - de cresta, 849
 - de potencia, 143, 169, 520, 600
 - corrección, 146, 779, 839, 853
 - desplazamiento, 148, 498, 520, 852
 - distorsión, 498
 - en estructuras tarifarias, 774
 - total, 498, 852
 - de servicio, 318
 - Fahrenheit (grados), 61
 - Faraday, ley de inducción electromagnética de, 29
- Fase**
- ángulo de (*vea Ángulo*)
 - secuencia, 174-176
 - significado de, 162
- Fasor, 21**
- fcem** (*vea Fuerza contraelectromotriz*)
- Filtro, 489, 494, 798, 799, 866**
- Fisión, 686**
- Fluctuación, 490, 494**
- Flujo**
- de corriente convencional, 15
 - de dispersión, 199, 200, 276
- Frecuencia, 19**
- portadora, 538, 629
- Frenado, 471**
- de un motor de cd, 109-111
 - de un motor de inducción, 316, 317
 - de un motor síncrono, 391
 - dinámico, 109
 - regenerador, 320
 - tiempo, 111
- Freno Prony, 53**
- Fuente**
- activa, 137, 154
 - definición de, 16, 154
 - de potencia ininterrumpible (*vea UPS*)
 - reactiva, 138, 154
- Fuerza, 50**
- coercitiva, 32
 - contraelectromotriz, 96
 - de gravedad, 50
 - de Lorentz, 31, 264
 - en un conductor, 31
 - magnetomotriz, 27
 - unidad de, 6
- Fusible, 757, 767**
- Fusión (nuclear), 691**
- G**
- Generación de potencia**
- almacenamiento y bombeo, 676
 - carga base, 667, 676
 - modelo térmico, 682
 - nuclear, 684-692
 - potencia hidroeléctrica, 672-676
 - térmica, 676-684
- Generador**
- asíncrono, 319, 338
 - de ca (*vea Alternador*)
- dblemente alimentado, 300, 95**
- estado sólido, 549**
- estático, componentes de, 808**
- síncrono (*vea Alternador*)**
- sobrecompuesto, 84**
- Generador de cd, 71-93**
- capacidad, 84
 - circuito equivalente de, 82
 - compuesto, 83
 - diferencial, 84
 - construcción de, 84-90
 - en derivación, 80
 - excitación independiente, 82
 - nota histórica, 89
 - regulación de voltaje, 84
 - voltaje, 76
 - inducido, 75, 76, 80
 - zona neutra, 76
- GFCI** (*vea Cortacircuito para falla de tierra*)
- Graf cet, 895**
- GTO, 480, 524**
- H**
- Hertz, 6**
- Hexafluoruro de azufre, 742, 917**
- Hidrógeno, 685, 917, 918**
- enfriamiento, 347, 372, 394
 - isótopos de, 685
- Histéresis, 33**
- control de momento de torsión, 644
 - lazo, 33
 - motor, 413
 - pérdida, 33
- Horno de arco, 839**
- I**
- IGBT, 480, 525**
- Impedancia**
- al sobrevoltaje, 732, 733
 - característica (*vea Impedancia al sobrevoltaje*)
 - de circuitos de ca, 26, 41, 861
 - por unidad, 215, 216, 357
 - de un alternador, 357
 - de un transformador, 215-217
 - relación, 191
 - transformación, 192, 530
- Inducción electromagnética, 29**

- I**
- Inductancia
 - alisamiento, 790, 799
 - corriente en, 36-40
 - voltaje inducido en, 36, 183
 - Inercia
 - efecto de, 58, 426
 - energía debida a, 56
 - momento de, 54, 56
 - Interpolos (*vea Polos comutadores*)
 - Interrupción de corriente, 671
 - Interruptor
 - centrífugo, 404, 405
 - como carga no lineal, 853
 - conexión a tierra, 744
 - de aire, 744
 - de leva, 449, 469
 - de semiconductor, 523
 - de velocidad cero, 462
 - desconexión, 745
 - estático, 508
 - limitador, 450
 - Inversión de rotación, 110, 316, 461
 - Inversor (*vea también Convertidor*)
 - autoconmutado, 506, 537, 590, 606, 608
 - circuito equivalente de, 519
 - comutado por línea, 506, 511
 - Inversores autoconmutados, 606
 - Ionización, 711
 - Isótopo, 685
- J**
- Joule, 6
- K**
- kcmil, 914
 - Kelvin, 5
 - Kirchhoff, (KVL, KCL, 40, 41
 - kVA, 141
- L**
- Laminaciones, 36, 203, 265, 346
 - Lenguaje
 - booleano, 896
 - de programación, 895
 - Línea
 - bipolar, 796
 - EHV, 731
 - galopante, 711
- Líneas de transmisión**
- amortiguadores, 711
 - carga de impedancia al sobrevoltaje de, 733
 - circuito equivalente, 718-720
 - clases de voltaje, 708
 - componentes de, 706, 709
 - de cd, 788
 - HVDC Light, 808-814
 - impedancia de, 718
 - interconexión de, 707
 - potencia y voltaje de, 722-727
 - selección de conductores, 719
 - selección de voltaje de línea, 729
 - submarinas, 735
 - tipos de, 707
 - torres, 711, 715, 717
- Luz piloto, 450
- M**
- Magnético(a)
 - constante, 27
 - densidad de flujo, 27-29
 - flujo, 27
 - intensidad de campo, 27
 - levitación, 293
 - permeabilidad, 28
 - Magnetismo
 - remanente, 103
 - residual, 103
 - Máquinas históricas, 89, 354
 - Masa, unidad de, 5
 - MCM, 886 (*vea kcmil*)
 - Medidor de watts-hora, 136
 - Memoria
 - no volátil, 886
 - volátil, 886
 - Metales, propiedades de, 890
 - MeV (*vea eV*)
 - Mil, 915
 - circular, 914
 - Mill, 777
 - Modo
 - de caballos de potencia constantes, 116
 - de momento de torsión constante, 116
 - Modulación por ancho de pulso, 538-549, 616, 832
- Módulo**
- de entrada, 881, 882, 887
 - de salida, 881, 888
- Módulos de E/S, 887
- Momento**
- de inercia, 56
 - ecuaciones de, 55
 - MOSFET, 480, 525
 - de torsión, 51
 - ángulo, 366, 381, 384
 - crítico o límite, 381, 415
 - de ajuste a sincronismo, 380, 415
 - de un sistema de mando, 57, 58
 - máximo, 282, 335
 - medición de, 53
 - mínimo, 282
 - reluctancia, 386
 - rotor bloqueado, 282, 283
- Motor**
- de cd sin escobillas, 583
 - de dos velocidades, 311
 - de engranes, 311
 - de inducción lineal, 289
 - de pasos, 425-442
 - de reloj, 414, 672
 - de rotor devanado, 264, 284
 - arranque, 284
 - como convertidor de frecuencia, 323
 - control electrónico, 611-615
 - curva de momento de torsión-velocidad, 283
 - de sector, 288
 - dblemente alimentado, 295
 - en serie
 - de cd, 104
 - monofásico, 412
 - PAM (de modulación por amplitud de polo), 313
 - universal, 412
- Motor síncrono (trifásico)
- arranque de, 380
 - características, 388
 - circuito equivalente, 383
 - como máquina de cd sin escobillas, 582, 583
 - construcción de, 377-379
 - curva V, 390
 - excitación de, 379, 388
 - frenado de, 391

frente a motor de inducción, 393
 momento de torsión, 384, 386
 potencia
 mecánica, 384
 reactiva, 388
 sometido a carga, 380
 tasa de factor de potencia, 389
 velocidad síncrona, 379
Motor de corriente directa, 96-117
 arranque de, 97, 108
 compuesto, 106
 diferencial, 107
 control de velocidad, 100-103,
 114
 curva de momento de torsión-
 velocidad, 116
 en derivación, 103, 108
 en serie, 104-105
 frenado, 109-111
 imán permanente, 117
 inversión de la rotación, 110
 momento de torsión, 98
 potencia mecánica, 98
 sin escobillas, 579, 587, 583
Motor de inducción monofásico,
 399-422
 arrancado por capacitor, 406
 característica de momento de
 torsión-velocidad, 402, 408
 circuito equivalente, 417-421
 construcción de, 399
 de funcionamiento con capacitor,
 410
 distribución de fmm, 417
 fase dividida, 404
 fmm rotatoria, 418
 polo sombreado, 411
 principio de, 402
 velocidad síncrona, 401
 vibración de, 409
Motor de inducción trifásico, 263-
 295
 campo rotatorio, 265
 característica
 de momento de torsión-
 velocidad, 281, 283, 310,
 316, 337, 338, 471
 típicas de, 276, 305
 circuito equivalente, 331-333,
 339, 626
 como generador, 313

condiciones de operación anormal,
 318
 construcción de, 263-267, 290
 control vectorial del flujo, 630, 633
 dirección de rotación, 270
 dos velocidades, 311
 ecuaciones básicas, 273-275, 279,
 291, 314
 estandarización de, 307
 frenado de, 316, 317
 inversión de rotación de, 316
 momento de torsión, 279, 284
 orientación del flujo en, 619
 potencia mecánica, 279
 principio de, 264, 621-624
 recintos, 307
 regla de volts por hertz, 627
 resbalamiento, 274, 291
 rotor devanado, 264, 284, 323
 tipo lineal, 289
 tipo sector, 288
 velocidad
 de resbalamiento, 274, 315, 619
 síncrona, 271
 variable, 473
 voltaje y frecuencia de rotor, 275
Movimiento lineal, 59

N
 National Electrical Code, 767
Negocios electrónicos, 903
Neutro(a)
 de sistema monofásico, 225, 759
 de sistema trifásico, 164, 749,
 761, 860
 zona, 76, 78, 89, 113
Newton, 6, 50
Nivel de aislamiento contra impulso
 básico, 714, 747
Notación
 de signo
 híbrida, 45
 positivo y negativo, 17, 19, 43,
 44
 voltaje, 17
 (*E, I, P*), 17, 19, 151, 154, 480
 vectorial, 151
Nucleares
 plantas, 684-691
 reactores (tipos de), 687
Nudo de potencia infinita, 361

O
 Ohm, 6
Onda viajera, 714
Orientación del flujo, 618, 619

P
 Pascal, 6
Paso, 285, 286, 288
 de bobina, 89, 285, 288
PCC (*vea Punto de acoplamiento*
 común)
Pérdidas
 en el cobre, 121
 en el hierro, 33-36, 122
 en escobillas, 122
 en líneas de transmisión, 718
 en máquinas eléctricas, 120-125
 en transformadores, 206, 869
 parásitas, 869
 por commutación, 536
Permeabilidad, 27, 28
 de un vacío 27
Perturbaciones en sistemas de
 distribución, 830
Peso (*vea Fuerza de gravedad*)
PIV, 484
Planta hidroeléctrica, 672-676
 potencia de, 672
Plantas de generación eólicas, 691-
 702
PLC (*vea Controlador lógico*
 programable)
 aplicación industrial de, 898
 regla de seguridad, 895
 ventajas de, 896
Polaridad
 aditiva, sustractiva, 204
 de un transformador, 186, 204, 260
 de un voltaje, 18
 marca, 186
Polo
 saliente, 346
 sombreado, 411
Polos
 comutadores, 79, 113
 consecuentes, 312
Potencia, 52
 activa, 136, 141, 169, 717, 854
 ángulo (*vea Ángulo de momento*
 de torsión)
 aparente, 141, 143, 147

- de máquinas eléctricas, 370
de un motor, 52, 58, 409
en circuitos de ca, 146, 147
en circuitos trifásicos, 162
factor (*vea Factor de potencia*)
instantánea, 134, 135, 160, 162
mecánica, 52
medición de, 176
reactiva, 137, 138, 854
generación de, 856
sin campo magnético, 148, 854, 856
triángulo, 144, 148
- Potencial
nivel, 480
transformador (*vea Transformador de voltaje*)
- Presa Grand Coulee, 673
- Propiedades
de aislantes, 917, 918
de conductores, 918
- Punto de acoplamiento común, 867
- PWM (*vea Modulación por ancho de pulso*)
- R**
- Radiación, 64
emisividad, 65
- Reacción en cadena, 686
- Reactancia
de dispersión, 200, 217, 330
síncrona, 354
transitoria, 367
- Reactor
alisador, 790, 799
compensadores de línea, 733
de alimentador rápido, 690
limitador de corriente, 747
nuclear, 687
- Receptáculo, 769
- Recerrador, 758
- Recintos, 307
- Recortador, 526-529, 572-574
elevador, 532
- Rectificador (*vea también Convertidor*)
circuito equivalente, 519
controlado, 502
de puente, 488, 493, 494-497
factor de potencia de, 519
- trifásico, 3 pulsos, 491
trifásico, 6 pulsos, 493, 511
- Referencias, 907
- Regla de volts por hertz, 627
- Relación de modulación
de frecuencia, 540
por amplitud, 540
- Relámpagos, 712
pararrayos, 713, 744
sobrevoltaje en una línea, 714
- Relevador
control, 449, 879
corriente de excitación de, 451
retraso, 463, 885
simulado, 881
sobrecarga, 449, 456
térmico, 449, 456
- Reluctancia
momento de torsión, 386
motor, 415
- Reóstato
campo, 81, 103
- Resbalamiento, 274, 291
- Resistencia
tierra, 715
unidad de, 6
- Resonancia, 861, 864
- Retraso, 21, 22, 143
- S**
- Salto, 713, 714, 716, 717
- SCR (*vea Tiristor*)
- Seccionador, 758
- Segmento (conmutador), 72, 87
- Selsyn (*vea Control síncrono*)
- SFC (*vea Diagrama de flujo secuencial*)
- Siemens, 6, 914
- SIL (*vea Carga de impedancia al sobrevoltaje*)
- Símbolos (diagrama eléctrico), 452
- Simulación (de relevadores), 881
- Sincronización, 361
- Síncronoscopio, 362
- Sistema
de control, 880
de transmisión HVDC Light, 808-814
ejemplo de, 812
por unidad, 9-11
- Ward-Leonard, 101
- Sistemas de distribución
bajo voltaje, 751, 759, 767
mediano voltaje, 751
perturbaciones, 830
trifásicos, 3 hilos, 761
trifásicos, 4 hilos, 760
- Sitios Web, 911
- SSB [*vea Cortacircuito(s)*
transistorizado]
- STATCOM, 821
- Subestación, 707, 740, 749, 752
- SVC [*vea Compensador variable estático*]
- T**
- Tabla de conductores, 919
- Tablas de conversión, 8 (*vea el apéndice AX0*)
- Tamaño de máquinas eléctricas, 130, 170
- Tarifas (*vea Estructura tarifaria*)
- TCSC (*vea Capacitor controlado por tiristor*)
- Temperatura
ambiente, 127
aumento (*vea Aumento de temperatura*)
de punto caliente, 127
escalas, 5, 61
punto más caliente, 128
unidad de, 5
- Tera, 914
- Tesla, 6, 27, 285
- THD (*vea Distorsión armónica total*)
- Tierra
hilo, 715, 764
resistencia de, 715
- Tipos básicos de circuitos de potencia electrónicos, 504
- Tiristor, 500
ganancia de potencia, 502
principio de, 500, 502
propiedades de, 501
- Tomas, 205
- Torre de enfriamiento, 680
- Trabajo, 51
- Transferencia de potencia, 369
- Transformación
bifásica, 254-256
monofásica a trifásica, 178

- Transformador
de corriente, 231-234
de voltaje, 230
regulador, 751
- Transformadores
alta frecuencia, 238
aumento de temperatura, 209
autotransformador, 226
capacidad de, 206
circuito equivalente, 187, 202, 209, 217
clasificación de, 208
construcción de, 203
convertidor, 798
corriente
de excitación, 197
magnetizante, 197
corriente, 231
curva de saturación, 206
de alta impedancia, 236
desplazamiento de fase, 243, 253, 256
distribución, 225
enfriamiento de, 207
flujo en, 185, 199
ideal, 183-195
impedancia de, 215-217
medición de, 212
reflejada, 191-195
operación en paralelo de, 219
pérdidas en, 206
polaridad de, 186, 204
reactancia de dispersión, 200, 202
relación, 187, 188, 191
tipo de conexión a tierra, 748, 751
tomas, 5
toroidal, 234
voltaje inducido, 185
voltaje, 230
- Transformadores trifásicos
autotransformador, 251
conexión Scott, 255
delta abierta, 248
delta-delta, 244
- delta-Y, 246
desplazamiento de fase en, 243, 253, 256
devanado terciario, 248, 799
polaridad de, 260
regulación de voltaje, 258
trifásico a bifásico, 254
Y-delta, 247
Y-Y, 248
- Transmisión HVDC, 788-807
característica de rectificador e inversor, 794-796
componente de, 797
ecuaciones básicas, 792
electrodo de tierra, 799
estación de convertidor típica, 799-807
filtro armónico, 798, 799
línea bipolar, 796
modelo a escala, 792
- Transporte (cargo de), 670
- Triplen, 860
- Tubería de presión, 674
- Turbinas, 669, 676, 680
de viento, 295, 300, 302, 693-699, 701, 702
- U**
- Unidad central de procesamiento, 881, 886
- Unidad de programación, 882, 886
- Unidades
básicas, 4, 5
conversión de, 8, 9 (*vea el apéndice AX0*)
derivadas, 4, 5
en electricidad, 8
en magnetismo, 8
en mecánica, 7
en termodinámica, 7
múltiples, 7
SI, 4
sistema por unidad, 9
- UPFC (*vea Controlador de flujo de potencia unificado*)
- UPS, 833
- Uranio, 685
enriquecido, 685
- V**
- Valor efectivo, 20
- Válvula, 790, 803
- Válvula cuádruple, 802, 803
- Var, 137
- Varímetro, 137, 143
- Vatímetro, 136
- Velocidad
base, 116
de resbalamiento, 274, 315
de un sistema de control, 57, 114
síncrona
de generadores síncronos, 344
de motores de inducción trifásicos, 271
de motores monofásicos, 401
de motores síncronos, 379
subsíncrona, 296, 297, 606
supersíncrona, 296, 300, 696
uniforme, 429
- Vertedero, 674
- Viento (propiedades del), 691, 692
- Volt, 7
- Voltaggio
ca, 18, 19
clases, 708
de impulso, 714
de línea, 166
inducido, 30, 183
igualdad con el voltaje aplicado, 184
ley de Faraday, 29
nivel, 480-482
pico, 18, 20, 21
inverso, 484, 494
selección de línea de transmisión, 708, 729
valor efectivo, 20, 848
- Volt-segundo, 36-39, 527
- W**
- Watt, 7, 52
- Weber, 7, 30

