

ANÁLISIS Y DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS

TOMO I

DONALD A. NEAMEN

Mc
Graw
Hill

ANÁLISIS Y DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS

DONALD A. NEAMEN

Traducción:

Gabriel Negoro Cáceres

Profesor de Física, Facultad de Ciencias,
Universidad Nacional Autónoma de México,
del Departamento de Física,
Escuela de Ingenierías Eléctricas

Revisión técnica:

Dr. Sergio Alejandro Horta Moya

Coordinador de Estudios
Escuela Tecnológica y de Estudios Superiores de Ingeniería
Campus Ciudad de México

Dr. C. Martín Rogelio Bustamante Segio

Departamento de Electrónica
Escuela Tecnológica y de Estudios Superiores de Ingeniería
Campus Ciudad de México

McGRAW-HILL

MÉXICO • BUENOS AIRES • CARACAS • GUATEMALA • LISBONA • MADRID
NEW YORK • SAN JUAN • SANTIAGO DE BOGOTÁ • SANTIAGO • SANTIAGO DE LOS CABALLEROS
AUCKLAND • LONDRES • MILÁN • MONTREAL • NUEVA DELHI • PANAMA
SINGAPUR • ST LOUIS • ZURICH • TOKIO

ANÁLISIS Y DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS

Volumen 1

DONALD A. NEAMEN

Traducción:

Gabriel Nagore Cázares

Estudios de Física, Facultad de Ciencias,
Universidad Nacional Autónoma de México
Jefe del Departamento de Difusión
Instituto de Investigaciones Eléctricas

Revisión técnica:

Dr. Sergio Alejandro Horta Mejía

Departamento de Electrónica
Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey
Campus Ciudad de México

M. en C. Martín Rogelio Bustamante Bello

Departamento de Electrónica
Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey
Campus Ciudad de México

McGRAW-HILL

MÉXICO • BUENOS AIRES • CARACAS • GUATEMALA • LISBOA • MADRID
NUEVA YORK • SAN JUAN • SANTAFÉ DE BOGOTÁ • SANTIAGO • SÃO PAULO
AUCKLAND • LONDRES • MILÁN • MONTREAL • NUEVA DELHI • SAN FRANCISCO
SINGAPUR • ST. LOUIS • SIDNEY • TORONTO

Gerente de marca: Carlos Granados Islas
Supervisor de edición: Felipe Hernández Carrasco
Supervisor de producción: Zeferino García García

ANÁLISIS Y DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS

Prohibida la reproducción total o parcial de esta obra,
por cualquier medio, sin autorización escrita del editor.

DERECHOS RESERVADOS © 1999, respecto a la primera edición en español por
McGRAW-HILL/INTERAMERICANA EDITORES, S.A. DE C.V.

Una División de The McGraw-Hill Companies, Inc.

Cedro Núm. 512, Col. Atlampa

Delegación Cuauhtémoc

06450 México, D.F.

Miembro de la Cámara Nacional de la Industria Editorial Mexicana, Reg. Núm. 736

ISBN 970-10-1948-2 Obra completa

ISBN 970-10-1949-0 Tomo I

Translated from the first edition in English of
ELECTRONIC CIRCUIT ANALYSIS AND DESIGN
Copyright © CMXVI, by The McGraw-Hill Companies, Inc. U. S. A.
ISBN 0-256-11919-8

1234567890

0876543219

Impreso en México

Printed in Mexico

Esta obra se terminó de
imprimir en Febrero de 1999 en
Programas Educativos S.A. de C.V.
Calz. Chabacano No. 65-A
Col. Asturias Delg. Cuauhtémoc
C.P. 06850 México, D.F.
Empresa certificada por el Instituto Mexicano
de Normalización y Certificación A.C. bajo la
Norma ISO-9002 1994/NMX-CC-004 1995 con
El núm. de registro RSC-048

Se tiraron 6000 ejemplares

McGRAW-HILL

MÉXICO • BUENOS AIRES • CARACAS • GUATEMALA • LIMA • MADRID
NUEVA YORK • SAN JUAN • SANTIAGO DE BOGOTÁ • SANTIAGO • SÃO PAULO
AUCKLAND • LONDRES • MILÁN • MONTREAL • NUEVA DELHI • RÍO DE JANEIRO
SINGAPUR • ST. LOUIS • SIDNEY • TORONTO

ACERCA DEL AUTOR

Donald Neamen es profesor asociado en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computación en la Universidad de Nuevo México. Obtuvo su doctorado por la Universidad de Nuevo México y después fue ingeniero en electrónica en el Laboratorio de Ciencias de Estado Sólido en Hanscom Air Force Base. En 1976, fue profesor asistente en el Departamento EECE en la Universidad de Nuevo México, donde impartió los cursos de física de los semiconductores y dispositivos, así como cursos de electrónica.

En 1980 el profesor Neamen recibió el premio al profesor más sobresaliente de la Universidad de Nuevo México. En 1983 y 1985, la Asociación Tau Beta Pi lo reconoció como el mejor profesor en el Colegio de Ingeniería. En 1990 y 1994, recibió el premio de reconocimiento de la facultad, propuesto por estudiantes graduados del EECE. Asimismo, fue galardonado en 1994 con el premio a la excelencia académica en el Colegio de Ingeniería.

Además de la enseñanza, el profesor Neamen ha trabajado en la industria en Martin Marietta, los Sandia National Laboratories y Raytheon Company. Ha publicado muchos artículos y es el autor de *Semiconductor Physics and Devices: Basic Principles*.

P R E F A C I O

FILOSOFÍA Y OBJETIVOS

Análisis y diseño de circuitos electrónicos está planeado como un texto básico de electrónica para estudiantes universitarios de ingeniería eléctrica y computacional. El objetivo del libro es proporcionar los fundamentos para analizar y diseñar circuitos electrónicos analógicos y digitales.

La mayor parte de los circuitos electrónicos de hoy día se diseñan como circuitos integrados (CI), en los cuales todo el circuito se fabrica en una sola pieza de material semiconductor. El circuito integrado puede contener más de un millón de dispositivos semiconductores y de otros elementos, y puede efectuar muchas funciones complejas. El microprocesador es un ejemplo de un circuito de este tipo. El objetivo fundamental es comprender la operación, las características y las limitaciones de estos circuitos.

Inicialmente, se analizan y diseñan transistores discretos. Después se aumenta la complejidad de los circuitos estudiados. Al final, el lector debe ser capaz de analizar y diseñar los elementos básicos de los circuitos integrados, como las compuertas digitales.

Este libro es una introducción al complejo tema de circuitos electrónicos. Por tanto, no se incluye material más avanzado. Tampoco se presentan tecnologías específicas, como la de arseniuro de galio, las cuales se usan en aplicaciones especiales, aunque es posible que se haga referencia a unas cuantas aplicaciones especializadas. Asimismo, no se cubre la disposición y fabricación de CI, puesto que estos temas por sí solos pueden justificar libros completos.

ANÁLISIS Y DISEÑO ASISTIDOS POR COMPUTADORA (PSPICE)

El análisis por computadora y el diseño asistido por computadora (CAD) son factores significativos en electrónica. Uno de los programas de simulación de circuitos electrónicos usual es el Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis (SPICE, Programa de Simulación con Énfasis en Circuitos Integrados), desarrollado en la Universidad de California. Una versión de SPICE adaptada a computadoras personales es PSpice. En el libro se incluye un amplio apéndice sobre el programa de modelado de circuitos de PSpice. En el apéndice B se presentan también programas ejemplo. Los profesores pueden introducir PSpice en cualquier momento en el curso.

Considero que el uso del análisis por computadora debe manejarse con cuidado en un curso introductorio de electrónica. El objetivo en esta parte del curso es aprender los aspectos fundamentales de los modelos de dispositivos, las configuraciones de circuito y las propiedades básicas de los circuitos. Creo que este aprendizaje se refuerza mediante el análisis y los cálculos manuales. En este curso, en tal caso, el análisis por computadora puede emplearse como una verificación de los resultados del análisis manual.

En varias partes del libro se incluyen los resultados de PSpice y se correlacionan con los resultados del análisis manual. Se proporcionan los archivos de entrada de PSpice, así como los resultados de simulación por computadora. Se presentan problemas de simulación por computadora específicos al final de la mayor parte de los capítulos. Sin embargo, según el criterio del profesor, es posible emplear PSpice para cualquier ejercicio o problema, con la intención de verificar los resultados del análisis manual.

En algunos capítulos, particularmente los relativos a respuesta en frecuencia y retroalimentación, se usa en mayor grado el análisis por computadora. Incluso en estos casos, sin embargo, el análisis por computadora sólo se considera después de haber

cubierto las propiedades fundamentales de los circuitos. La computadora es una herramienta que puede ayudar en el análisis y diseño de circuitos electrónicos, pero no es un sustituto para una interpretación minuciosa de los conceptos básicos del análisis de los mismos.

ÉNFASIS EN EL DISEÑO

El diseño es el corazón de la ingeniería. El buen diseño se desarrolla a partir de una amplia experiencia en el análisis. En este libro señalaremos diversas características y propiedades de circuitos a medida que avancemos en el análisis. El objetivo es desarrollar una intuición que puede aplicarse en el proceso de diseño.

Se incorporan muchos ejemplos de diseño, problemas de ejercicios de diseño al final de la sección y problemas de diseño al final de cada capítulo, designados con la letra "D". Varios de estos problemas de diseño pueden tener soluciones únicas. En estos problemas, debe cumplirse un conjunto específico de criterios. Los objetivos de diseño específicos son un primer paso en el proceso de diseño. Otros ejercicios y problemas son abiertos en el sentido de que por lo general no tienen soluciones únicas. Una sección independiente en los problemas al final de cada capítulo contiene problemas de diseño abiertos.

PRERREQUISITOS

El prerrequisito para este libro es un curso básico de análisis de circuitos. Lo anterior incluye análisis en CD, análisis senoidal en estado estable y análisis transitorio de circuitos RC. Se utilizan de manera muy amplia diversos conceptos de redes, tales como los teoremas de Thevenin y Norton. Pueden ser de utilidad algunos fundamentos de las técnicas de la transformada de Laplace. No se requiere conocimiento previo de la física de dispositivos semiconductores.

ORGANIZACIÓN

Esta obra de dos volúmenes se divide en tres partes. La parte I, compuesta por los primeros ocho capítulos (volumen 1) cubre aplicaciones de dispositivos semiconductores y de circuitos básicos. El capítulo 1 introduce los materiales y diodos semiconductores, los cuales llevan a la aplicación de diodos en circuitos, presentada en el capítulo 2. El capítulo 3 abarca el transistor de unión bipolar, con aplicaciones de circuitos básicos presentadas en el capítulo 4. En el capítulo 5 se analiza el transistor de efecto de campo (FET), con un fuerte énfasis en el semiconductor de óxido metálico FET (MOSFET), y el capítulo 6 cubre circuitos FET básicos. Si bien el transistor bipolar se estudia antes del FET, estos capítulos están escritos para que se estudien por separado, por lo que los FET y sus circuitos pueden cubrirse antes del transistor bipolar. La respuesta en frecuencia de los transistores y los circuitos transistorizados se cubren en el capítulo 7. Por último, el capítulo 8 aborda aplicaciones especiales, que incluyen los amplificadores de potencia.

A pesar de que las configuraciones de circuito para transistores bipolares y FET son muy similares, creo que el énfasis en la parte I debe ser en las técnicas del análisis y diseño. Por lo tanto, considero que la mezcla de los dos tipos de transistores en el mismo capítulo implicaría una confusión innecesaria. En la parte II (volumen 2) sin embargo, se evalúan en los mismos capítulos tanto los circuitos bipolares como los del FET.

La parte I presenta en esencia los componentes básicos de la electrónica. La parte II cubre temas más avanzados de electrónica analógica y la parte III (volumen 2) considera circuitos electrónicos digitales. También en este caso, estas dos partes se escribieron para que se estudien por separado, por lo que el orden de estudio de electrónica avanza-

da analógica y digital puede intercambiarse, a pesar de que, saltar del capítulo 6 al 16, puede ser un poco desconcertante tanto para los estudiantes como para los profesores.

Los capítulos del 9 al 15 se incluyen en la parte II, la cual se enfoca en mayor medida en la electrónica analógica avanzada. En esta parte se destaca el amplificador operacional. El amplificador operacional ideal y los circuitos de amp-op ideales se cubren en el capítulo 9. El capítulo 10 analiza los circuitos de polarización de fuente de corriente constante y presenta la carga activa, ya que ambos se emplean ampliamente en circuitos integrados (CI). El amplificador diferencial, corazón del amp-op, se estudia en el capítulo 11, y la retroalimentación se considera en el capítulo 12. El capítulo 13 presenta el análisis y diseño de diversos circuitos que forman los amplificadores operacionales. Los efectos no ideales en los CI analógicos se consideran en el capítulo 14, y las aplicaciones, como los filtros activos y los osciladores, se cubren en el capítulo 15.

La parte III, compuesta por los capítulos 16 y 17, cubre las bases de la electrónica digital, incluyendo las compuertas lógicas bipolares y FET. En el capítulo 16 se analizan los circuitos electrónicos digitales MOS. Puesto que los MOSFET se emplean extensivamente en electrónica digital, se presentan antes que los circuitos bipolares. El capítulo 17 incluye los circuitos digitales bipolares, entre los que se cuentan los circuitos lógicos de emisor acoplado (SL) y de transistor-transistor (TTL).

Se incluyen seis apéndices al final del libro. El apéndice A contiene constantes físicas y factores de conversión. El apéndice B es un estudio completo de PSpice, que incluye parámetros de modelos de dispositivos y tipos de análisis. Se brindan varios ejemplos en los que se lista el programa PSpice, así como la respuesta de salida. Esto permitirá al lector correr PSpice. Diversos textos disponibles proporcionan un estudio completo de SPICE y PSpice.

En el apéndice C se incluyen hojas de datos de fabricantes para diversos dispositivos y circuitos. En el apéndice E se listan las referencias, y las respuestas a los problemas escogidos de fin de capítulo se presentan en el apéndice F.

CARACTERÍSTICAS DISTINTIVAS

- Una sección previa introduce cada capítulo, empezando por lo general con una explicación de cómo el material del capítulo anterior se empleará en el capítulo en estudio. La sección de avance brinda de ese modo los temas que se van a cubrir, incluso la importancia de los mismos, y explica cómo encajan en el cuadro completo de la electrónica.
- Un número considerable de ejemplos se emplea a lo largo de todo el libro para reforzar los conceptos teóricos que se están desarrollando.
- Se presentan ejercicios o problemas al final de cada sección principal de un capítulo. Estos ejercicios también refuerzan los conceptos básicos considerados en la sección. Asimismo, se proporcionan las respuestas a los problemas, para ayudar a su resolución.
- Un resumen y una sección de repaso siguen el texto de cada capítulo. Esta sección resume los resultados obtenidos en el capítulo y repasa los conceptos básicos desarrollados. La sección termina discutiendo la importancia del material para los capítulos restantes.
- Al final de cada capítulo se proporciona un gran número de problemas organizados de acuerdo con el tema de cada sección. Se incluyen problemas orientados al diseño, así como problemas con diversos grados de dificultad. También se brindan problemas independientes de simulación por computadora y de diseño abiertos.

- Se proporcionan respuestas a los problemas seleccionados en un apéndice; ya que conocer la respuesta de un problema puede ayudar a su resolución.
- En otro apéndice se incluyen hojas de datos de fabricantes, correspondientes a dispositivos y circuitos seleccionados. Estas hojas de datos deben permitir al lector relacionar los conceptos básicos y las características de los circuitos estudiados con las características y limitaciones de los circuitos reales.

RECONOCIMIENTOS

Estoy en deuda con los muchos estudiantes que he tenido a lo largo de los años y que me han ayudado en el mejoramiento de este libro. En especial agradezco a aquellos que han empleado las notas del manuscrito en clase. Su entusiasmo y su crítica constructiva han sido invaluable. Quiero también agradecer a los profesores Hawkins, McNeil y Williams de la Universidad de Nuevo México, quienes han impartido sus cátedras a partir de las notas del manuscrito y han hecho sugerencias excelentes para manejarlo.

La Universidad de Nuevo México tiene todo mi reconocimiento por brindarme una atmósfera que me condujo a escribir este libro.

Quiero dar las gracias a la gente de Richard D. Irwin Inc., editorial filial de McGraw-Hill, por su gran apoyo, en especial a Tom Casson y a Scott Isenberg, editores promotores, por su estímulo. Un agradecimiento especial a Kelley Butcher, editora en jefe de producción en Irwin, así como por su atención a un cúmulo de detalles, su apoyo incondicional y su enorme entusiasmo a lo largo de todo el proyecto. Agradezco también los esfuerzos de Ethel Shiell y Paula Buschman, editores de proyecto, quienes dirigieron el trabajo en la fase final hasta su publicación. Este esfuerzo incluyó el llevarme gentil, pero firmemente, a la lectura final del texto.

Tres grupos especiales merecen mi reconocimiento. Estos son los revisores que leyeron el manuscrito en sus diversas fases, un grupo objetivo que dedicó un apreciado fin de semana completo a la discusión y evaluación del proyecto y los correctores que cotejaron los ejemplos, ejercicios y problemas para minimizar cualesquiera errores en los que hubiera incurrido. Sus esfuerzos y sugerencias hicieron de éste un mejor libro. A todas estas personas les agradezco sus valiosas contribuciones.

Revisores

Timothy F. Darling
*University of California—
Santa Barbara*

Daniel J. Moore
*Rose Hulman Institute of
Technology*

R. G. Deshmukh
Florida Institute of Technology

Khalil Najafi
University of Michigan—Ann Arbor

Godi Fischer
University of Rhode Island

Bruce Johnson
University of Nevada—Reno

Peter E. Engler
New Jersey Institute of Technology

Mahmood Navi
*California Polytechnic State
University—San Luis Obispo*

Stuart M. Wentworth
Auburn University

Farid Tranjan
*University of North
Carolina—Charlotte*

Arthur F. Witulski
University of Arizona

Michael Hassul
*California State University—
Long Beach*

Dennis Polla
University of Minnesota

Donnie K. Reinhard
Michigan State University

Raymond S. Winton
Mississippi State University

Wesley G. Lawson
University of Maryland

Eugene D. Fabricius
California Polytechnic State University—San Luis Obispo

Glen C. Gerhard
University of Arizona

David J. Dumin
Clemson University

James C. Gottling
Ohio State University

Daniel W. Hart
Valparaiso University

William Wilson
Rice University

Anura P. Jayasumana
Colorado State University

Charles E. Smith
University of Mississippi

Robert J. Krueger
University of Wisconsin—Milwaukee

Philip C. Munro
Youngstown State University

Thomas Wong
Illinois Institute of Technology

Grupo de trabajo

Donnie K. Reinhard
Michigan State University

Richard Hester
Texas Instruments

Glen C. Gerhard
University of Arizona

Daniel J. Moore
Rose Hulman Institute of Technology

Ronald S. Gyurcsik
North Carolina State University

Correctores

Daniel J. Moore
Rose Hulman Institute of Technology

William Davis
Virginia Polytechnic Institute and State University

Paul Weston
University of Illinois—Urbana

Hongyan Diao
University of Houston

Calvin L. Finn
University of Idaho

Tony King
University of Houston

George Aliftiras
Virginia Polytechnic Institute and State University

Howard Hao Wu
University of Houston

Montanez Wade
Tennessee State University

William Schneider
University of Houston

Carl Erickson
Messiah College

William Kuhn
Virginia Polytechnic Institute and State University

Maritza Kozicki
Sam Stone

USO DEL LIBRO

Este texto está orientado para utilizarse en un curso de dos semestres en los primeros años de la carrera universitaria. Al igual que con la mayor parte de los libros de texto, hay más material que puede cubrirse convenientemente en dos semestres. Esto brinda a cada profesor la flexibilidad para diseñar el curso de acuerdo con sus necesidades específicas. Al mismo tiempo, este libro no se considera como una enciclopedia. Muchos de los temas más avanzados se dejaron para otros textos.

Donald A. Neamen

CONTENIDO BREVE

PRÓLOGO I: Prólogo a la electrónica 1

PARTE I

DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES Y APLICACIONES BÁSICAS 7

Capítulo 1

Materiales semiconductores y diodos 9

Capítulo 2

Circuitos con diodos 49

Capítulo 3

El transistor bipolar de unión 93

Capítulo 4

Amplificadores BJT básicos 153

Capítulo 5

El transistor de efecto de campo 225

Capítulo 6

Amplificadores FET básicos 287

Capítulo 7

Respuesta en frecuencia 351

Capítulo 8

Circuitos electrónicos básicos: aplicaciones y diseño 429

Apéndices 481

Índice 529

CONTENIDO

PRÓLOGO I: Prólogo a la electrónica 1

- Avance 1
- Breve historia 1
- Dispositivos pasivos y activos 2
- Circuitos electrónicos 2
- Circuitos discretos e integrados 2
- Señales analógicas y digitales 3
- Notación 3
- Resumen 4

PARTE I

DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES Y APLICACIONES BÁSICAS 7

Capítulo 1

Materiales semiconductores y diodos 9

- 1.1 Materiales semiconductores y sus propiedades 9**
 - 1.1.1 Semiconductores intrínsecos 9
 - 1.1.2 Semiconductores extrínsecos 12
 - 1.1.3 Corrientes de arrastre y de difusión 14
 - 1.1.4 Exceso de portadores 15
- 1.2 La unión pn 17**
 - 1.2.1 La unión pn en equilibrio 17
 - 1.2.2 Unión pn polarizada inversamente 18
 - 1.2.3 Unión pn polarizada directamente 20
 - 1.2.4 Relación ideal corriente-voltaje 21
 - 1.2.5 Diodo de unión pn 22
- 1.3 Circuitos con diodo: análisis y modelos en CD 25**
 - 1.3.1 Técnicas de iteración y de análisis gráfico 27
 - 1.3.2 Modelo lineal por secciones 29
 - 1.3.3 Simulación y análisis por computadora 31
 - 1.3.4 Resumen 32
- 1.4 Circuitos con diodo: análisis en CA y circuito equivalente 33**
 - 1.4.1 Análisis senoidal 33
 - 1.4.2 Circuito equivalente de pequeña señal 36
- 1.5 Otros tipos de diodo 37**
 - 1.5.1 Diodo de barrera Schottky 37
 - 1.5.2 Diodo Zener 38
 - 1.5.3 El diodo emisor de luz 40
 - 1.5.4 Fotodiodo 40
- 1.6 Resumen y repaso 41**
 - Problemas 42

Capítulo 2**Circuitos con diodos 49****2.1 Circuitos rectificadores 49**

- 2.1.1 Rectificación de media onda 49
- 2.1.2 Rectificación de onda completa 53
- 2.1.3 Voltaje de rizo y corriente de diodo 56
- 2.1.4 Circuito doblador de voltaje 61

2.2 Circuitos limitadores y sujetadores 63

- 2.2.1 Limitadores 63
- 2.2.2 Sujetadores 66

2.3 Circuitos con diodo Zener 69

- 2.3.1 Circuito de referencia de voltaje ideal 69
- 2.3.2 Resistencia Zener y porcentaje de regulación 71

2.4 Circuitos con diodos múltiples 73

- 2.4.1 Ejemplos de circuitos con diodos 73
- 2.4.2 Circuitos lógicos con diodos 77

2.5 Circuitos con fotodiodo y con LED 81

- 2.5.1 Circuito con fotodiodo 81
- 2.5.2 Circuito con LED 81

2.6 Resumen y repaso 83**Problemas 83****Capítulo 3****El transistor bipolar de unión 93****3.1 Transistor de unión bipolar básico 93**

- 3.1.1 Estructuras del transistor 94
- 3.1.2 Transistor npn: operación en modo activo directo 95
- 3.1.3 Transistor pnp: operación en modo activo directo 99
- 3.1.4 Símbolos y convenciones de circuito 100
- 3.1.5 Características corriente-voltaje 101
- 3.1.6 Corrientes de fuga y voltaje de ruptura del transistor no ideal 104

3.2 Análisis en CD de circuitos transistorizados 109

- 3.2.1 Circuito de emisor común 109
- 3.2.2 Línea de carga y modos de operación 112
- 3.2.3 Circuitos bipolares comunes: análisis en CD 116

3.3 Aplicaciones básicas del transistor 125

- 3.3.1 Interruptor 125
- 3.3.2 Lógica digital 126
- 3.3.3 Amplificador 127

3.4 Polarización de transistor bipolar 130

- 3.4.1 Polarización con resistencia de base 130
- 3.4.2 Polarización con divisor de voltaje y estabilidad de polarización 132
- 3.4.3 Polarización con fuente de corriente constante 136

3.5 Circuitos de etapas múltiples 139**3.6 Resumen y repaso 142****Problemas 143**

Capítulo 4**Amplificadores BJT básicos 153**

- 4.1 El amplificador bipolar 153**
 - 4.1.1 Análisis gráfico y líneas de carga 153
 - 4.1.2 Circuito equivalente híbrido π de pequeña señal 157
 - 4.1.3 Circuito equivalente híbrido π , incluyendo el efecto Early 162
 - 4.1.4 Circuito equivalente híbrido π expandido 166
 - 4.1.5 Otros parámetros de pequeña señal y circuitos equivalentes 166
- 4.2 Amplificador de emisor común 171**
 - 4.2.1 Circuito con capacitor de acoplamiento 171
 - 4.2.2 Circuito con resistencia de emisor 173
 - 4.2.3 Circuito con capacitor de desacoplo del emisor 176
 - 4.2.4 Impedancia de entrada y salida 177
 - 4.2.5 Conceptos avanzados del amplificador de emisor común 179
- 4.3 Análisis de línea de carga en CA 183**
 - 4.3.1 Línea de carga en CA 183
 - 4.3.2 Máxima excursión simétrica 186
- 4.4 Amplificador emisor seguidor 188**
 - 4.4.1 Ganancia de voltaje en pequeña señal 188
 - 4.4.2 Impedancia de entrada y salida 192
- 4.5 Amplificador de base común 198**
 - 4.5.1 Ganancias de voltaje y corriente de pequeña señal 198
 - 4.5.2 Impedancia de entrada y salida 200
- 4.6 Los tres amplificadores básicos: resumen y comparación 201**
- 4.7 Amplificadores multietapa 202**
 - 4.7.1 Análisis de etapa múltiple: configuración en cascada 202
 - 4.7.2 Configuración cascode 206
- 4.8 Consideraciones de potencia 209**
- 4.9 Resumen y repaso 212**
 - Problemas 213

Capítulo 5**El transistor de efecto de campo 225**

- 5.1 Transistor de efecto de campo MOS 225**
 - 5.1.1 Estructura MOS de dos terminales 225
 - 5.1.2 MOSFET de canal n en el modo de enriquecimiento 228
 - 5.1.3 Características corriente-voltaje del MOSFET ideal 229
 - 5.1.4 Símbolos del circuito y convenciones 233
 - 5.1.5 Estructuras y símbolos de circuito adicionales del MOSFET 234
 - 5.1.6 Características de corriente-voltaje no ideales 238
- 5.2 Análisis en CD del circuito con MOSFET 242**
 - 5.2.1 Circuito de fuente común 242
 - 5.2.2 Línea de carga y modos de operación 246
 - 5.2.3 Configuraciones comunes con MOSFET: análisis en CD 247
 - 5.2.4 Polarización con fuente de corriente constante 256

- 5.3 Aplicaciones básicas del MOSFET: interruptor, compuerta lógica digital y amplificador 259**
 - 5.3.1 Inversor NMOS 260
 - 5.3.2 Compuerta lógica digital 261
 - 5.3.3 Amplificador MOSFET de pequeña señal 262
- 5.4 Transistor de efecto de campo de unión 264**
 - 5.4.1 Operación del JFET pn y del MESFET 264
 - 5.4.2 Características corriente-voltaje 268
 - 5.4.3 Configuraciones JFET comunes: análisis en CD 270
- 5.5 Resumen y repaso 277**
 - Problemas 278**

Capítulo 6

Amplificadores FET básicos 287

- 6.1 El amplificador MOSFET 287**
 - 6.1.1 Análisis gráfico y líneas de carga 287
 - 6.1.2 Circuito equivalente de pequeña señal 291
- 6.2 El amplificador de fuente común 295**
 - 6.2.1 Configuración básica de fuente común 295
 - 6.2.2 Amplificador de fuente común con resistencia de fuente 299
 - 6.2.3 Circuito de fuente común con capacitor de desacoplo de fuente 301
- 6.3 El amplificador fuente-seguidor 306**
 - 6.3.1 Ganancia de voltaje de pequeña señal 306
 - 6.3.2 Resistencia de salida fuente-seguidor 310
- 6.4 La configuración de compuerta-común 312**
- 6.5 Las tres configuraciones básicas del amplificador: comparación 315**
- 6.6 Amplificadores con dispositivos de carga MOSFET 315**
 - 6.6.1 Amplificador NMOS con carga de incremento 316
 - 6.6.2 Amplificador NMOS con carga de agotamiento 320
- 6.7 Amplificadores multietapa 326**
 - 6.7.1 Análisis en CD 326
 - 6.7.2 Análisis de pequeña señal 330
- 6.8 Amplificadores JFET básicos 332**
 - 6.8.1 Circuito equivalente de pequeña señal 332
 - 6.8.2 Análisis de pequeña señal 334
- 6.9 Resumen y repaso 338**
 - Problemas 339**

Capítulo 7

Respuesta en frecuencia 351

- 7.1 Análisis en frecuencia y funciones de transferencia 351**
 - 7.1.1 Análisis en el dominio s 352
 - 7.1.2 Funciones de primer orden 353
 - 7.1.3 Diagramas de Bode 353
 - 7.1.4 Constantes de tiempo en corto circuito y en circuito abierto 357

- 7.2 Respuesta en frecuencia: amplificadores transistorizados con capacitores 361**
 - 7.2.1 Efectos de los capacitores de acoplamiento 361
 - 7.2.2 Efectos del capacitor de carga 368
 - 7.2.3 Efectos del capacitor de desacoplo 373
 - 7.2.4 Efectos combinados: capacitores de acoplamiento y de desacoplamiento 377
- 7.3 Respuesta en frecuencia: transistor bipolar 380**
 - 7.3.1 Circuito equivalente híbrido π expandido 380
 - 7.3.2 Ganancia de corriente en cortocircuito 381
 - 7.3.3 Frecuencia de corte 383
 - 7.3.4 Efecto Miller y capacitancia Miller 385
- 7.4 Respuesta en frecuencia: el FET 390**
 - 7.4.1 Circuito equivalente en alta frecuencia 390
 - 7.4.2 Ancho de banda de ganancia unitaria 392
 - 7.4.3 Efecto y capacitancia Miller 393
- 7.5 Respuesta en alta frecuencia de los circuitos transistorizados 396**
 - 7.5.1 Circuitos de emisor común y de fuente común 396
 - 7.5.2 Circuitos de base común, compuerta común y cascode 399
 - 7.5.3 Circuitos de emisor-seguiror y fuente-seguiror 407
 - 7.5.4 Diseño de amplificadores de alta frecuencia 411
- 7.6 Resumen y repaso 413**
 - Problemas 414**

Capítulo 8

Circuitos electrónicos básicos: aplicaciones y diseño 429

- 8.1 Transistores de potencia 429**
 - 8.1.1 BJT de potencia 430
 - 8.1.2 MOSFET de potencia 434
 - 8.1.3 Disipadores de calor 436
- 8.2 Clases de amplificadores 440**
 - 8.2.1 Operación clase A 440
 - 8.2.2 Operación clase B 443
 - 8.2.3 Operación clase AB 447
 - 8.2.4 Operación clase C 451
- 8.3 Amplificadores de potencia clase A 452**
 - 8.3.1 Amplificador acoplado inductivamente 452
 - 8.3.2 Amplificador de emisor común acoplado a transformador 454
 - 8.3.3 Amplificador de emisor-seguiror acoplado a transformador 455
- 8.4 Etapas de salida complementarias push-pull clase AB 458**
 - 8.4.1 Etapa de salida clase AB con polarización de diodo 458
 - 8.4.2 Polarización clase AB empleando el multiplicador V_{BE} 460
 - 8.4.3 Etapa de salida clase AB con transistores reforzadores de entrada 462
 - 8.4.4 Etapa de salida clase AB utilizando pares de Darlington 465
- 8.5 Fuentes de alimentación empleando componentes discretos 466**
- 8.6 Resumen y repaso 471**
 - Problemas 471**

Apéndice A

Constantes físicas y factores de conversión 481

Apéndice B

Introducción a PSpice 483

B.1 Descripción del circuito 483

B.2 Formato 484

B.2.1 Factores de escala 484

B.2.2 Descripción de un elemento 484

B.2.3 Descripción del dispositivo activo 486

B.2.4 Modelos de dispositivos activos 487

B.2.5 Descripciones de fuentes 488

B.3 Tipos de análisis 492

B.3.1 Análisis en CD 492

B.3.2 Respuesta en frecuencia senoidal en estado estable 492

B.3.3 Análisis transitorio 493

B.3.4 Análisis de temperatura 493

B.4 Generación de resultados 493

B.5 Ejemplos 495

Apéndice C

Selección de hojas de especificaciones del fabricante 503

C.1 2N2222 Transistor bipolar npn 504

C.2 2N2907 Transistor bipolar npn 506

C.3 ND59410 MOSFET de canal-n en modo de enriquecimiento 508

C.4 LM741 Amplificador operacional 511

Apéndice D

Valores comerciales de capacitores y resistencias 515

D.1 Resistencias de carbón 515

D.2 Resistencias de precisión (tolerancia del 1%) 516

D.3 Capacitores 517

Apéndice E

Lista de libros de consulta 519

Apéndice F

Respuestas a problemas seleccionados 523

Índice 529

PRÓLOGO A LA ELECTRÓNICA

P R Ó L O G O

I

Avance

Cuando la mayoría de nosotros escucha un comentario relacionado con el mundo de la electrónica, pensamos en computadoras, televisores o sistemas estereofónicos. En realidad, estos elementos son *sistemas* electrónicos compuestos de subsistemas o circuitos electrónicos, que incluyen amplificadores, fuentes de señales, fuentes de alimentación y circuitos lógicos digitales.

La **electrónica** se define como la ciencia del movimiento de cargas en un gas, vacío o semiconductor. (Advierta que se excluye de esta definición el movimiento de carga en un metal.) Esta definición se empleó en los inicios del siglo XX para separar el campo de la ingeniería eléctrica, el cual tiene que ver con motores, generadores y comunicaciones alámbricas, del nuevo campo de la ingeniería electrónica, que en ese entonces trataba con tubos de vacío. Hoy día, la electrónica comprende por lo general transistores y circuitos transistorizados. La **microelectrónica** se refiere a la tecnología de circuitos integrados, la cual puede producir un circuito con más de un millón de componentes en una sola pieza del material semiconductor.

Un ingeniero eléctrico típico desempeñará muchas funciones diversas, y es probable que utilice, diseñe o construya sistemas que incorporen de alguna forma la electrónica. En consecuencia, la división entre las ingenierías eléctrica y electrónica ya no es tan clara como originalmente lo era.

Breve historia

El desarrollo del transistor y del circuito integrado (CI) ha conducido a importantes ventajas de la electrónica. El CI se utiliza actualmente en casi cualquier aspecto de nuestra vida diaria, desde la televisión hasta el automóvil y la computadora personal. Un ejemplo claro de la tecnología de CI es la pequeña computadora digital de escritorio, la cual ahora tiene más capacidad que el equipo que hace unos cuantos años habría llenado por completo una habitación.

Un avance fundamental en la electrónica ocurrió en diciembre de 1947, cuando William Shockley, John Bardeen y Walter Brattain presentaron el primer transistor en los Laboratorios Bell. Desde entonces hasta cerca de 1959, el transistor estaba disponible sólo como un dispositivo discreto, por lo que la fabricación de circuitos requirió que las terminales de los transistores se soldaran directamente a las terminales de otros componentes.

En septiembre de 1958, Jack Kilby de Texas Instruments, presentó el primer **circuito integrado**, el cual se fabricó en germanio. Aproximadamente al mismo tiempo, Robert Noyce de Fairchild Semiconductor, introdujo el circuito integrado de silicio. El desarrollo del CI continuó a una gran velocidad a lo largo de la década de los sesenta, basándose fundamentalmente en la tecnología del transistor bipolar. A partir de ahí, el transistor de metal-óxido-semiconductor (MOS) y la tecnología del circuito integrado MOS han surgido como la fuerza dominante, especialmente en los circuitos integrados digitales.

Desde el primer CI, el diseño de circuitos se ha vuelto más sofisticado y el circuito integrado más complejo. En la actualidad, un CI puede contener funciones aritméticas,

lógicas y de memoria en un solo chip semiconductor. El principal ejemplo de este tipo de circuito integrado es el microprocesador.

Dispositivos pasivos y activos

En un dispositivo eléctrico pasivo, la potencia promedio en el tiempo entregada a estos dispositivos a lo largo de un periodo infinito, siempre es mayor o igual a cero. Las resistencias, los capacitores y los inductores son ejemplos de **dispositivos pasivos**. Los inductores y los capacitores pueden almacenar energía, pero no pueden entregar una potencia *promedio* mayor que cero en un intervalo de tiempo infinito.

Los **dispositivos activos**, tales como las fuentes de alimentación de CD, las baterías y los generadores de señales de CA, son capaces de suministrar potencia. Los transistores también se consideran dispositivos activos puesto que son capaces de proveer más potencia de señal a una carga de la que reciben. Este fenómeno se denomina **amplificación**. La potencia adicional en la señal de salida la brinda la fuente de alimentación de CD.

Circuitos electrónicos

En la mayor parte de los circuitos electrónicos, hay dos entradas (figura PR1.1). Una entrada proviene de una fuente de alimentación, la cual suministra voltajes y corrientes de CD para establecer la polarización apropiada para los transistores. La segunda entrada es una señal que puede ser amplificada por el circuito. Aunque es posible que la señal de salida sea mayor que la señal de entrada, la potencia de salida nunca puede exceder la potencia de entrada de CD. Por consiguiente, la magnitud de la fuente de alimentación de CD limita la respuesta de la señal de salida.

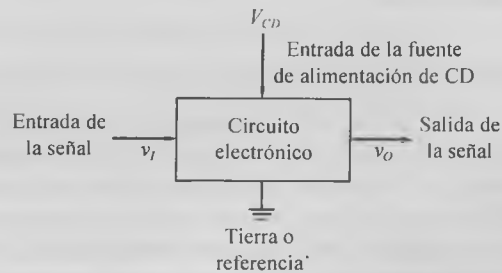


Figura PR1.1 Diagrama esquemático de un circuito electrónico con dos señales de entrada: la entrada de la fuente de alimentación de CD y la entrada de la señal.

El análisis de los circuitos electrónicos, entonces, se divide en dos partes: una trata la entrada de CD y su respuesta, y la otra tiene que ver con la señal de entrada y la respuesta resultante. Las fuentes de voltaje y corriente dependientes se emplean para modelar los dispositivos activos y para representar la amplificación o ganancia de la señal. Por lo general, se usan diferentes modelos de circuito equivalente para los análisis de CD y CA.

Circuitos discretos e integrados

En este libro, trataremos principalmente con circuitos electrónicos discretos; esto es, circuitos que contienen componentes discretos, tales como resistores, capacitores y tran-

sistores. Nos centraremos en los tipos de circuitos que son los bloques constitutivos del CI. Por ejemplo, veremos los diversos circuitos que componen el amplificador operacional, un CI importante en la electrónica analógica. Estudiaremos también diferentes circuitos lógicos utilizados en CI digitales.

Señales analógicas y digitales

La señal de voltaje mostrada gráficamente en la figura PR1.2a recibe el nombre de señal analógica. La magnitud de una señal analógica puede tener cualquier valor; esto es, la amplitud puede variar continuamente con respecto al tiempo. Los circuitos electrónicos que procesan tales señales se denominan **circuitos analógicos**.

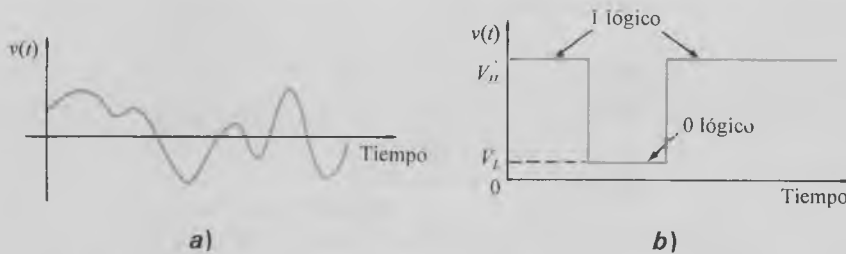


Figura PR1.2 Gráficas de señales analógicas y digitales: a) señal analógica contra el tiempo y b) señal digital contra el tiempo.

Una señal alterna que está en uno de dos niveles distintos se llama señal digital (figura PR1.2b). Debido a que la señal digital tiene valores discretos, se dice que está cuantizada. Los circuitos electrónicos que procesan señales digitales se conocen como **circuitos digitales**.

La gran mayoría de señales en el “mundo real” son analógicas. Las comunicaciones de voz y la música son sólo dos ejemplos. La amplificación de tales señales es una gran parte de la electrónica, y llevar a cabo este proceso con poca o ninguna distorsión es de gran interés. Por tanto, en amplificadores de señales, la salida debe ser una función lineal de la entrada. Un ejemplo es el circuito amplificador de potencia en un sistema estereofónico. Este circuito brinda suficiente potencia para “accionar” el sistema de bocinas. Sin embargo, debe permanecer lineal para reproducir el sonido sin distorsión.

Los sistemas digitales y el procesamiento de señales están ahora en una gran parte de la electrónica debido a los enormes avances en el diseño y la fabricación de circuitos digitales. El procesamiento digital permite que se lleven a cabo una amplia variedad de funciones que resultarían imprácticas utilizando medios analógicos. En muchos casos, sin embargo, la señal digital debe ser convertida en una señal analógica y viceversa. Una parte importante de la electrónica trata de estas conversiones.

Notación

La siguiente notación, resumida en la tabla PR1.1, se emplea en todo este texto. Una letra minúscula con un subíndice en mayúscula, tal como i_B y v_{BE} , indica *valores instantáneos totales*. Una letra mayúscula con un subíndice en mayúscula, tal como I_B y V_{BE} , indica cantidades en *CD*. Una letra minúscula con un subíndice en minúscula, tal como

Tabla PR1.1 Resumen de notación

Variable	Significado
i_B, v_{BE}	Valores totales instantáneos
I_B, V_{BE}	Valores de CD
i_b, v_{be}	Valores totales instantáneos de CA
I_b, V_{be}	Valores fasoriales

i_b y v_{be} , indica valores instantáneos de señales de CA. Finalmente, una letra mayúscula con un subíndice en minúscula, tal como I_b y V_{be} , indica *cantidades fasoriales*.

Como un ejemplo, la figura PR1.3 muestra un voltaje senoidal superpuesto a un voltaje de CD. Utilizando nuestra notación, escribiríamos

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be} = V_{BE} + V_m \cos(\omega t + \phi_m)$$

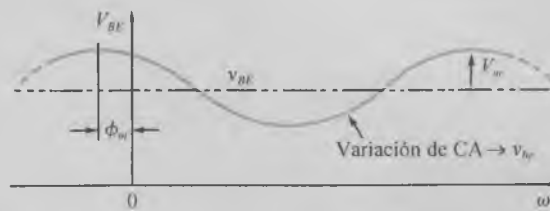


Figura PR1.3 Voltaje senoidal superpuesto sobre un voltaje de CD, donde se indica la notación empleada a lo largo de este texto.

El concepto de fasor surge de la identidad de Euler y relaciona a la función exponencial con la función trigonométrica. Podemos escribir el voltaje senoidal como

$$v_{be} = V_m \cos(\omega t + \phi_m) = V_m \operatorname{Re}\{e^{j(\omega t + \phi_m)}\} = \operatorname{Re}\{V_m e^{j\phi_m} \cdot e^{j\omega t}\}$$

donde Re representa “la parte real de”. El coeficiente de $e^{j\omega t}$ es un número complejo que representa la amplitud y el ángulo de fase del voltaje senoidal. Este número complejo, entonces, es el fasor de ese voltaje, o

$$V_{be} = V_m e^{j\phi_m}$$

En algunos casos a lo largo del libro, las señales de entrada y de salida serán cantidades cuasistáticas. Para estas situaciones, podemos usar la notación instantánea total, tal como i_B y v_{BE} , o la notación de CD, I_B y V_{BE} .

Resumen

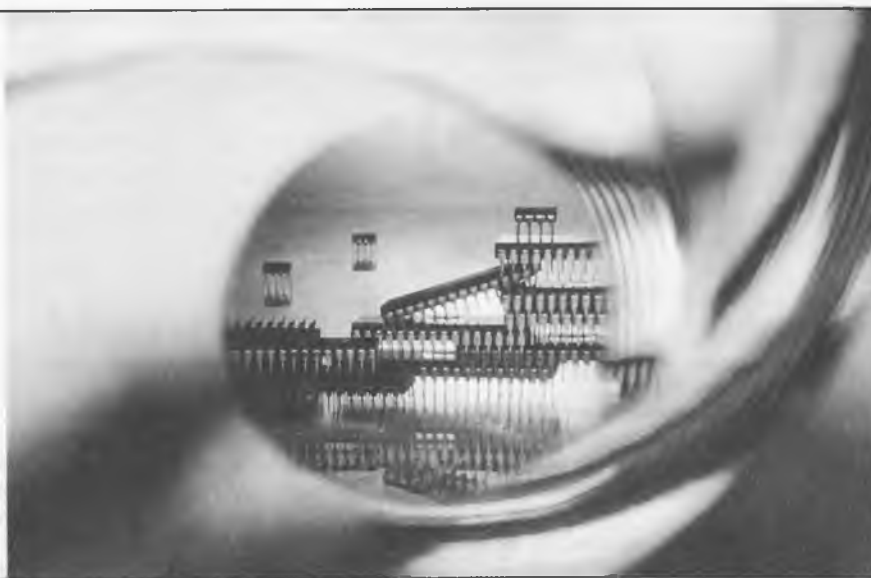
Los dispositivos semiconductores son los componentes básicos de los circuitos electrónicos. Las características eléctricas de estos dispositivos brindan la conmutación controlada que se requiere para el procesamiento de señales, entre otras cosas. La mayor parte de los ingenieros eléctricos son usuarios de la electrónica en vez de ser diseñadores de circuitos electrónicos y CI. Como con cualquier disciplina, sin embargo, deben dominarse las bases antes de que puedan comprenderse las características y limitaciones del sistema. En electrónica, el circuito discreto debe estudiarse y analizarse completamente antes de que pueda apreciarse de manera amplia la operación, las propiedades y las limitaciones de un CI.

RICHARD J. VALENTINE
Principal Staff Engineer
Motorola, Inc.

Los dispositivos semiconductores discretos forman la base de la mayoría de los circuitos electrónicos. Incluso complejos dispositivos integrados como los chips de microcomputadora se diseñan a partir de diodos y transistores individuales. Comprender cómo funcionan estos dispositivos individuales es esencial antes de que un ingeniero pueda iniciar un diseño de un circuito, trátase de una modesta fuente de alimentación de una computadora o de un circuito integrado de un microprocesador con cinco millones de transistores. Los diseños electrónicos futuros incorporarán más dispositivos semiconductores para alcanzar niveles de eficiencia superiores. Los dispositivos semiconductores discretos de potencia y los microcontroladores permiten a los motores un mejor desempeño con menos consumo de potencia, lo cual es importante si se observa que la mitad del suministro de energía eléctrica a nivel mundial se consume a través de motores eléctricos.

Cada tipo de dispositivo semiconductor tiene propiedades únicas que son optimizadas para diferentes requerimientos del circuito. El aprendizaje de estas propiedades permite al diseñador del circuito seleccionar rápidamente los elementos correctos. El tiempo que se dedica para aprender cómo cada tipo de dispositivo semiconductor discreto opera e interactúa con otros componentes siempre se recompensa. Por ejemplo, a nuestro grupo de ingeniería se le asignó la tarea de diseñar una unidad de control de motor para vehículos eléctricos. Determinamos de inmediato los mejores tipos de transistores de potencia y rectificadores, con base en nuestro conocimiento en la tecnología de semiconductores. Después de construir y probar el controlador del motor del vehículo eléctrico, nos centramos en áreas de mejora del diseño del dispositivo semiconductor, con base de nuevo en nuestro conocimiento de la teoría de semiconductores.

Cualquier carrera en electrónica incluirá el uso, y probablemente el diseño, de dispositivos semiconductores. El dominio del material que se presenta en los siguientes capítulos es importante tanto para el técnico, quien probará diodos, transistores y microchips, como para el ingeniero, quien diseñará estos dispositivos semiconductores en equipo electrónico.



DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES Y APLICACIONES BÁSICAS

En esta primera parte del libro, presentamos las características físicas y operación de los principales dispositivos semiconductores, así como los circuitos básicos en los cuales se usan, para ilustrar cómo las características del dispositivo se emplean en aplicaciones de conmutación, digitales y de amplificación.

En el capítulo 1 se explican brevemente las características de los materiales semiconductores y después se presenta el diodo semiconductor. En el capítulo 2 se estudian varios circuitos de diodo que demuestran cómo sus características no lineales se usan por sí mismas en las aplicaciones de conmutación y de forma de onda. El capítulo 3 introduce el transistor bipolar,

presenta el análisis en CD de circuitos con transistor bipolar y estudia las aplicaciones básicas del transistor. En el capítulo 4, diseñamos y analizamos los circuitos de transistor bipolar fundamentales, incluso los amplificadores.

El capítulo 5 aborda el transistor de efecto de campo (FET, *field-effect transistor*) y se analizan y diseñan circuitos FET en el capítulo 6. El capítulo 7 considera la respuesta en frecuencia de los circuitos con transistores tanto bipolares como de efecto de campo. Por último, el capítulo 8 explica los diseños y aplicaciones de estos circuitos electrónicos básicos, incluyendo los amplificadores de potencia con varias etapas de salida.

P A R T E

I

Materiales semiconductores y diodos

Este libro trata el análisis y el diseño de circuitos que contienen dispositivos semiconductores, tales como diodos y transistores. En consecuencia, empezamos el capítulo 1 con una explicación general de las propiedades y características de los materiales semiconductores. Luego, puesto que la unión pn es la base para la mayor parte de los dispositivos semiconductores, en el capítulo se analiza la operación de esta unión.

El capítulo siguiente prosigue con las bases del diodo de unión pn. Los diodos son particularmente útiles en circuitos electrónicos debido a que tienen características de corriente-voltaje (I - V) no lineales; esto es, la corriente es una función exponencial del voltaje en una dirección y es esencialmente cero en la dirección opuesta.

Después desarrollamos un modelo matemático del diodo, de manera que podemos analizar circuitos que contienen diodos. Sin embargo, resulta problemático usar en cálculos manuales la relación teórica entre la corriente y el voltaje. Por consiguiente, desarrollamos una aproximación, el modelo lineal por secciones, el cual hace considerablemente más sencillos los cálculos en CD.

Finalmente, el capítulo aborda otros cuatro tipos de diodos: el diodo de barrera Schottky, el diodo Zener, el diodo emisor de luz y el fotodiodo. Cada tipo de diodo tiene características específicas que lo diferencian del diodo de unión básico y lo hacen útil en aplicaciones de circuitos particulares.

Las propiedades generales del diodo se consideran en este capítulo. Circuitos simples de diodos se analizan con la intención de desarrollar un entendimiento básico de las técnicas de análisis y de las características de circuitos de diodo. El capítulo 2 considera luego aplicaciones de los diodos en circuitos que ejecutan diversas funciones electrónicas. *

1.1 MATERIALES SEMICONDUCTORES Y SUS PROPIEDADES

El flujo controlado de partículas cargadas es fundamental para la operación de todos los dispositivos electrónicos. En esta sección, examinaremos las propiedades físicas de los semiconductores, especialmente con respecto a diodos y transistores. El silicio es por mucho el material semiconductor más común que se utiliza en dispositivos semiconductores y circuitos integrados. Otros materiales semiconductores se emplean para aplicaciones especializadas. Por ejemplo, el arseniuro de galio y compuestos relacionados se usan en dispositivos de muy alta velocidad y dispositivos ópticos.

1.1.1 Semiconductores intrínsecos

Un átomo está compuesto por un núcleo, el cual contiene protones cargados positivamente y neutrones sin carga, y por electrones cargados negativamente que, en el sentido clásico, están en órbitas alrededor del núcleo. Los electrones se distribuyen en varias "capas" a diferentes distancias del núcleo, y la energía del electrón aumenta a medida que crece el radio de la capa. Los electrones en la capa más externa reciben el nombre de **electrones de valencia**, y la actividad química de un material está determinada principalmente por este número de electrones.

Los elementos en la tabla periódica pueden agruparse según el número de electrones de valencia. La tabla 1.1 muestra una parte de la tabla periódica en la cual se encuentran los semiconductores más comunes. El silicio (Si) y el germanio (Ge) están en el grupo IV y son **semiconductores elementales**. En contraste, el arseniuro de galio es un **semiconductor compuesto** de los grupos III-V. Mostraremos que los elementos en el grupo III y en el grupo V son también importantes en semiconductores.

Tabla 1.1 Una parte de la tabla periódica

III	IV	V
B	B	
Al	Si	P
Ga	Ge	As

La figura 1.1a muestra cinco átomos de silicio que no están interactuando, con los cuatro electrones de valencia de cada átomo indicados mediante líneas punteadas que emanan del átomo. A medida que los átomos de silicio se acercan entre sí, los electrones de valencia interactúan para formar un cristal. La estructura cristalina final es una configuración tetraédrica en la cual cada átomo de silicio tiene cuatro vecinos próximos, como se muestra en la figura 1.1b. Los electrones de valencia se comparten entre los átomos, formando lo que se llama **enlaces covalentes**. El germanio, el arseniuro de galio y muchos otros materiales semiconductores tienen la misma configuración tetraédrica.

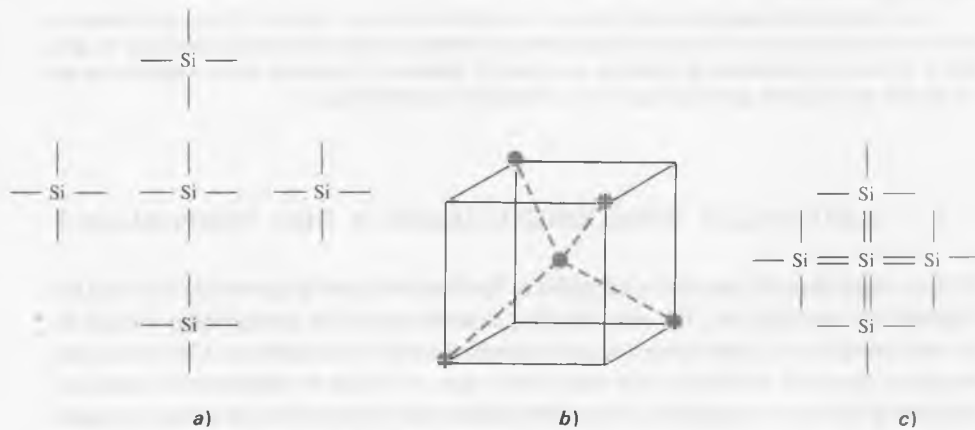


Figura 1.1 Átomos de silicio en una matriz de cristal: a) cinco átomos de silicio no interactivos, cada uno con cuatro electrones de valencia, b) la configuración tetraédrica, c) una representación en dos dimensiones que muestra el enlace covalente

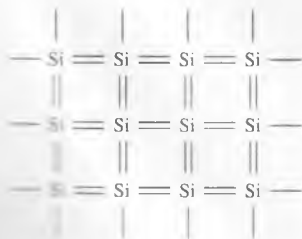


Figura 1.2 Representación en dos dimensiones del cristal de silicio a $T = 0$ °K

La figura 1.1c es una representación bidimensional de la estructura formada por los cinco átomos de silicio en la figura 1.1a. Una propiedad importante de tal estructura es que los electrones de valencia siempre están disponibles en la capa más externa del cristal de silicio de modo que pueden agregarse átomos adicionales para formar estructuras de un solo cristal muy grandes.

Una representación bidimensional de un solo cristal de silicio se muestra en la figura 1.2, para $T = 0$ °K donde T = temperatura. Cada una de las líneas entre los átomos

representa un electrón de valencia. A $T = 0^\circ\text{K}$, cada electrón está en su estado de energía más bajo posible, de modo que está llena cada posición de enlace covalente. Si se aplica un pequeño campo eléctrico a este material, los electrones no se moverán debido a que ellos permanecen ligados a sus átomos individuales. En consecuencia, a $T = 0^\circ\text{K}$, el silicio es un **aislante**; esto es, no fluye carga a través de él.

Si la temperatura aumenta, los electrones de valencia ganarán energía térmica. Cualquiera de estos electrones puede ganar suficiente energía térmica para romper el enlace covalente y alejarse de su posición original (figura 1.3). El electrón tendrá entonces libertad para moverse dentro del cristal.

Puesto que la carga neta del material es neutra, si un electrón cargado negativamente rompe su enlace covalente y se aleja de su posición original, un "estado vacío" cargado positivamente se crea en esa posición (figura 1.3). Conforme aumenta la temperatura, se rompen más enlaces covalentes y se crean más electrones y estados vacíos positivos.

Con el fin de romper el enlace covalente, un electrón de valencia debe ganar una energía mínima, E_g , llamada el **espacio de energía entre bandas**. Los materiales que tienen grandes niveles de energías entre bandas, en el intervalo de 3 a 6 electrón-volts¹ (eV), son aislantes debido a que, a temperatura ambiente, no hay en esencia electrones libres en estos materiales. En contraste, los materiales que contienen números muy grandes de electrones libres a temperatura ambiente son **conductores**.

En un *semiconductor*, el nivel de energía entre bandas es del orden de 1 eV. El flujo neto de electrones libres en un semiconductor ocasiona una corriente. Además, un electrón de valencia que tiene una cierta energía térmica y es adyacente a un estado vacío puede moverse hacia esa posición, como se muestra en la figura 1.4, haciendo que aparezca como si una carga positiva se moviera a través del semiconductor. Esta "partícula" cargada positivamente se llama un **hueco**. En los semiconductores, entonces, dos tipos de partículas cargadas contribuyen a la corriente: el electrón libre cargado negativamente y el hueco cargado positivamente. (Esta descripción de un hueco está en gran medida sobresimplificada, y se entiende únicamente para transmitir el concepto de la carga positiva en movimiento.)

Las concentraciones ($\#/\text{cm}^3$) de electrones y huecos son parámetros importantes en las características de un material semiconductor, debido a que afectan directamente la magnitud de la corriente. Un **semiconductor intrínseco** es un material semiconductor de un cristal sin ningún otro tipo de átomos dentro del cristal. En un semiconductor intrínseco, las densidades de electrones y los huecos son iguales, puesto que los electrones y los huecos generados térmicamente son las únicas fuentes de tales partículas. Por tanto, utilizamos la notación n_i como la **concentración de portadores intrínsecos** para la concentración de estos electrones libres, así como la correspondiente a los huecos. La ecuación para n_i es como sigue:

$$n_i = BT^{3/2} e^{\left(\frac{-E_g}{2kT}\right)} \quad (1.1)$$

donde B es una constante relacionada con el material semiconductor específico, E_g es el nivel de energía entre bandas (eV), T es la temperatura ($^\circ\text{K}$) y k es la constante de Boltzmann (86×10^{-6} eV/ $^\circ\text{K}$). Los valores para B y E_g para diversos materiales semiconductores se proporcionan en la tabla 1.2. El nivel de energía entre banda no es una función que dependa mucho de la temperatura.

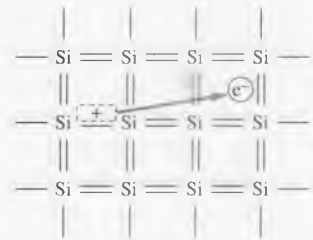


Figura 1.3 La ruptura de un enlace covalente para $T > 0^\circ\text{K}$

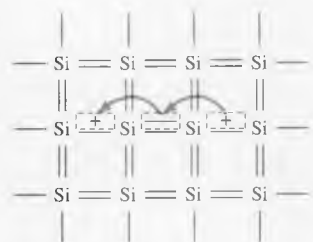


Figura 1.4 Una representación en dos dimensiones del cristal de silicio que muestra el movimiento del hueco cargado positivamente

¹ Un electrón-volt es la energía de un electrón acelerado bajo una diferencia de potencial de 1 volt y $1 \text{ eV} = 1.6 \times 10^{-19}$ joules.

Tabla 1.2 Constantes del semiconductor

Material	$E_g(\text{eV})$	$B(\text{cm}^{-3} \text{ } ^\circ\text{K}^{-3/2})$
Silicio (Si)	1.1	5.23×10^{15}
Arseniuro de galio (GaAs)	1.4	2.10×10^{14}
Germanio (Ge)	0.66	1.66×10^{15}

Ejemplo 1.1 Objetivo: Calcule la concentración de portadores intrínsecos en el silicio a $T = 300 \text{ } ^\circ\text{K}$.

Solución: Utilizando la ecuación (1.1) y los datos de la tabla 1.2, podemos escribir

$$n_i = BT^{3/2} e^{\left(\frac{-E_g}{2kT}\right)}$$

$$= (5.23 \times 10^{15})(300)^{3/2} e^{\left(\frac{-1.1}{2(86 \times 10^{-6})(300)}\right)}$$

o

$$n_i = 1.5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$$

Comentario: Una concentración de electrones intrínsecos de $1.5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ tal vez pueda parecer grande, pero es relativamente pequeña comparada con la concentración de átomos de silicio, la cual es $5 \times 10^{22} \text{ cm}^{-3}$.

La concentración intrínseca n_i es un parámetro importante que aparece a menudo en las ecuaciones corriente-voltaje de los dispositivos semiconductores.

1.1.2 Semiconductores extrínsecos

Debido a que las concentraciones de electrones y huecos en un semiconductor intrínseco son relativamente pequeñas, sólo son posibles corrientes muy pequeñas. Sin embargo, estas concentraciones pueden aumentarse de manera considerable al añadir cantidades controladas de ciertas impurezas. Una impureza deseable es aquella que entra a la estructura cristalina y reemplaza (esto es, sustituye) uno de los átomos del semiconductor, aun cuando el átomo de la impureza no tiene la misma estructura de electrones de valencia. Para el silicio, las impurezas sustitutivas deseables son las de los elementos del grupo III y V (véase la tabla 1.1).

Los elementos del grupo V más comunes que se utilizan para este fin son el fósforo y el arsénico. Por ejemplo, cuando un átomo de fósforo sustituye un átomo de silicio, como se muestra en la figura 1.5, se emplean cuatro de sus electrones de valencia para satisfacer los requerimientos del enlace covalente. El quinto electrón de valencia está ligado más débilmente al átomo de fósforo. A temperatura ambiente, este electrón tiene suficiente energía térmica para romper el enlace, y queda de tal modo libre para moverse a través del cristal y contribuir a la corriente de electrones en el semiconductor.

El átomo de fósforo es llamado un **donador de impurezas**, puesto que dona un electrón que tiene libertad para moverse. A pesar de que el átomo de fósforo que queda tiene una carga positiva neta, se encuentra inmóvil en el cristal y no contribuye a la

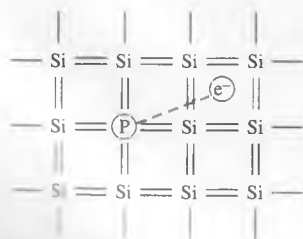


Figura 1.5 Representación de las dimensiones de una impureza de silicio dopada con un átomo de fósforo

corriente. Por tanto, cuando se agrega una impureza donadora a un semiconductor, se crean electrones libres sin generar huecos. Este proceso recibe el nombre de **dopado**, y nos permite controlar la concentración de electrones libres en un semiconductor.

Un semiconductor que contiene átomos de impurezas donadoras se llama **semiconductor tipo n** (por los electrones cargados negativamente).

El elemento más común del grupo III que se emplea para el dopado del silicio es el boro. Cuando un átomo de boro reemplaza a uno de silicio, sus tres electrones de valencia se emplean para satisfacer los requerimientos del enlace covalente de tres de los cuatro átomos de silicio más cercanos (figura 1.6). Esto deja una posición de enlace abierta. A temperatura ambiente los electrones de valencia del silicio adyacente tienen suficiente energía térmica para moverse hacia esta posición, creando de ese modo un hueco. El átomo de boro tiene entonces una carga negativa neta, pero no puede moverse, y se crea un hueco que puede contribuir a la corriente de huecos.

Debido a que el átomo de boro ha aceptado un electrón de valencia, este elemento es en consecuencia llamado **receptor de impurezas**. Los átomos del receptor llevan a la creación de huecos sin que se generen electrones. Este proceso, también llamado dopado, puede utilizarse para controlar la concentración de huecos en un semiconductor.

Un semiconductor que contiene átomos receptores de impurezas se denomina **semiconductor tipo p** (por los huecos cargados positivamente que se crean).

Los materiales que contienen átomos de impurezas reciben el nombre de **semiconductores extrínsecos**, o **semiconductores dopados**. El proceso de dopado, el cual nos permite controlar las concentraciones de electrones libres y huecos, determina la conductividad y las corrientes en el material.

Una relación fundamental entre las concentraciones de electrones y de huecos en un semiconductor *en equilibrio térmico* está dada por

$$n_o p_o = n_i^2 \quad (1.2)$$

donde n_o es la concentración de electrones libres en equilibrio térmico, p_o es la concentración de huecos en equilibrio térmico y n_i es la concentración de portadores intrínsecos.

A temperatura ambiente ($T = 300^\circ\text{K}$), cada átomo donador dona un electrón libre al semiconductor. Si la concentración de donadores N_d es mucho mayor que la concentración intrínseca, podemos aproximar

$$n_o \cong N_d \quad (1.3)$$

Entonces, de la ecuación (1.2), la concentración de huecos es

$$p_o = \frac{n_i^2}{N_d} \quad (1.4)$$

De manera similar, a temperatura ambiente, cada átomo receptor acepta un electrón de valencia, creando un hueco. Si la concentración de receptores N_a es mucho mayor que la concentración intrínseca, podemos aproximar

$$p_o \cong N_a \quad (1.5)$$

Por tanto, de la ecuación (1.2), la concentración de electrones es

$$n_o = \frac{n_i^2}{N_a} \quad (1.6)$$

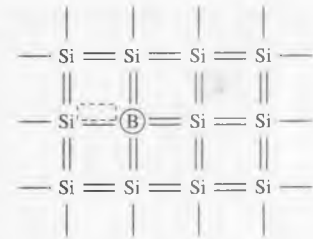


Figura 1.6 Representación en dos dimensiones de una estructura de silicio dopada con un átomo de boro

Semiconductor $\rightarrow n = p$
 Semiconductor Ext. \rightarrow Semiconductor (donador)
 Tipo P
 tiene huecos
 y electrones

Ejemplo 1.2 Objetivo: Calcule las concentraciones de electrones y huecos en equilibrio térmico.

Considere silicio a $T = 300$ °K dopado con fósforo a una concentración de $N_d = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$. Recuerde del ejemplo 1.1 que $n_i = 1.5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$.

Solución: Puesto que $N_d \gg n_i$, la concentración de electrones es

$$n_o \cong N_d = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$$

y la concentración de huecos es

$$p_o = \frac{n_i^2}{N_d} = \frac{(1.5 \times 10^{10})^2}{10^{16}} = 2.25 \times 10^4 \text{ cm}^{-3}$$

Comentario: En un semiconductor extrínseco, las concentraciones de electrones y huecos difieren normalmente por muchos órdenes de magnitud.

En un semiconductor tipo n, los electrones se llaman el **portador mayoritario** debido a que ellos superan en mucho a los huecos, los cuales reciben el nombre de **portador minoritario**. Los resultados obtenidos en el ejemplo 1.2 aclaran esta definición. En contraste, en un semiconductor tipo p, los huecos son los portadores mayoritarios y los electrones los portadores minoritarios.

1.1.3 Corrientes de arrastre y de difusión

Los dos procesos básicos que ocasionan que los electrones y los huecos se muevan en un semiconductor son: a) **arrastre**, el cual es el movimiento causado por campos eléctricos; y b) **difusión**, que es el flujo ocasionado por las variaciones en la concentración, esto es, gradientes de concentración. Tales gradientes pueden ser causados por una distribución no homogénea del dopado, o por la inyección de una cantidad de electrones o huecos dentro de una región, empleando métodos que se explicarán después en este capítulo.

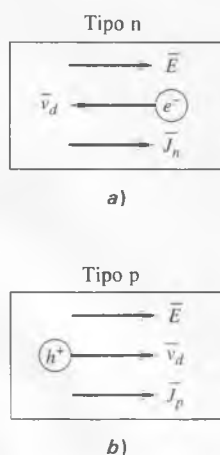


Figura 1.7 Campo eléctrico aplicado, velocidad de arrastre del portador y densidad de corriente de arrastre en a) un semiconductor tipo n y b) en un semiconductor tipo p

Para entender el arrastre, suponga que un campo eléctrico se aplica a un semiconductor. El campo produce una fuerza que actúa sobre los electrones libres y los huecos, los cuales experimentan entonces una velocidad de arrastre neta y un movimiento neto. Considere un semiconductor tipo n con un gran número de electrones libres (figura 1.7a). Un campo eléctrico E aplicado en una dirección produce una fuerza sobre los electrones en la dirección *opuesta*, debido a la carga negativa de los electrones. Los electrones adquieren una velocidad de arrastre v_d , la cual a su vez produce una densidad de corriente de arrastre J_n . La corriente de arrastre convencional está en la dirección opuesta de la del flujo de carga negativa, lo cual significa que la corriente de arrastre en un semiconductor tipo n está en la misma dirección que el campo eléctrico aplicado.

Considere a continuación un semiconductor tipo p con un gran número de huecos (figura 1.7b). Un campo eléctrico E aplicado en una dirección produce una fuerza sobre los huecos en la *misma* dirección, en virtud de la carga positiva de los huecos. Éstos adquieren una velocidad de arrastre v_d , la cual produce una densidad de corriente de arrastre J_p . La corriente de arrastre convencional está en la misma dirección que la del flujo de carga positiva, lo que quiere decir que la corriente de arrastre en un material tipo p está también en la misma dirección que la del campo eléctrico aplicado.

La densidad de la corriente de arrastre en un semiconductor puede escribirse como

$$J = \sigma E \quad (1.7)$$

donde σ es la **conductividad** del semiconductor en $(\text{ohm-cm})^{-1}$. La conductividad se relaciona con la concentración de electrones y huecos. Si el campo eléctrico es el resultado de la aplicación de un voltaje al semiconductor, entonces la ecuación (1.7) se vuelve una relación lineal entre la corriente y el voltaje y es una forma de la ley de Ohm.

Con la difusión, las partículas fluyen de una región de alta concentración a una de más baja concentración. Éste es un fenómeno estadístico relacionado con la teoría cinética. Como explicación, los electrones y huecos en un semiconductor están en continuo movimiento, con una velocidad promedio determinada por la temperatura, y con las direcciones aleatorias por las interacciones con los átomos de la estructura. Estadísticamente, podemos suponer que, en cualquier instante particular, aproximadamente la mitad de las partículas en la región de alta concentración se está *alejando* de ella *hacia* la de baja concentración. Podemos suponer también que, al mismo tiempo, aproximadamente la mitad de las partículas en la región de baja concentración se mueve *hacia* la región de alta concentración. Sin embargo, por definición, hay menor número de partículas en la región de más baja concentración que en la de alta concentración. Por tanto, el resultado neto es un flujo de partículas que se aleja de la región de alta a la de baja concentración. Éste es el proceso de difusión básico.

Por ejemplo, considere una concentración de electrones que varía como una función de la distancia x , como se muestra en la figura 1.8a. La difusión de electrones de una región de alta concentración a una de baja produce un flujo de electrones en la dirección x negativa. Puesto que los electrones están cargados negativamente, la dirección convencional de la corriente apunta en la dirección de las x positivas.

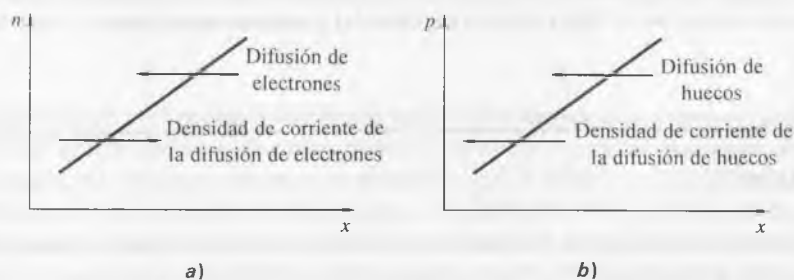


Figura 1.8 Densidad de corriente causada por gradientes de concentración: a) difusión del electrón y densidad de corriente correspondiente y b) difusión del hueco y densidad de corriente correspondiente

En la figura 1.8b, la concentración de huecos es una función de la distancia. La difusión de huecos de una región de alta concentración a una de menor concentración produce un flujo de huecos en la dirección de las x negativas.

La densidad de corriente *total* es la suma de las componentes de arrastre y de difusión. Por fortuna, en la mayor parte de los casos sólo una componente domina la corriente en cualquier momento en una región dada de un semiconductor.

1.1.4 Exceso de portadores

Hasta este punto, hemos supuesto que el semiconductor está en equilibrio térmico. En la discusión de las corrientes de arrastre y de difusión, suponemos implícitamente que el

equilibrio no era afectado de manera significativa. Sin embargo, cuando se aplica un voltaje, o hay una corriente, en un dispositivo semiconductor, éste en realidad no está en equilibrio. En esta sección, analizaremos el comportamiento de concentraciones de electrones y de huecos fuera de equilibrio.

Los electrones de valencia pueden adquirir suficiente energía para romper el enlace covalente y convertirse en electrones libres si interactúan con fotones de alta energía que inciden sobre el semiconductor. Cuando esto ocurre, se producen tanto electrones como huecos, generándose por ello un par electrón-hueco. Estos electrones y huecos adicionales se denominan **exceso de electrones** y **exceso de huecos**.

Cuando se crean estos excesos de electrones y huecos, las concentraciones de electrones libres y de huecos aumentan por arriba de los valores del equilibrio térmico. Esto puede representarse por medio de

$$n = n_o + \delta n \quad (1.8a)$$

y

$$p = p_o + \delta p \quad (1.8b)$$

donde n_o y p_o son las concentraciones de equilibrio térmico de electrones y de huecos, y δn y δp son las concentraciones en exceso de electrones y huecos.

Si el semiconductor está en la condición de estado estable, la creación de electrones y de huecos en exceso no ocasionará que la concentración de portadores aumente indefinidamente, ya que un electrón libre puede recombinarse con un hueco, en un proceso denominado **recombinación electrón-hueco**. Tanto el electrón libre como el hueco desaparecen ocasionando que la concentración en exceso alcance un valor de estado estable. El tiempo medio sobre el cual un electrón y un hueco en exceso pueden existir antes de la recombinación se llama **tiempo de vida del portador en exceso**.

Ejercicios

1.1 Calcule la concentración de portadores intrínsecos en arseniuro de galio y germanio a $T = 300^\circ\text{K}$. (Res. GaAs, $n_i = 1.80 \times 10^6 \text{ cm}^{-3}$; Ge, $n_i = 2.40 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$)

1.2 Determine la concentración de portadores intrínsecos en silicio, arseniuro de galio y germanio a $T = 400^\circ\text{K}$. (Res. Si, $n_i = 4.76 \times 10^{12} \text{ cm}^{-3}$; GaAs, $n_i = 2.44 \times 10^9 \text{ cm}^{-3}$; Ge, $n_i = 9.06 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$)

1.3 Calcule las concentraciones de portadores mayoritarios y minoritarios en silicio a $T = 300^\circ\text{K}$ si a) $N_a = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ y b) $N_d = 5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. (Res. a) $p_o = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $n_o = 2.25 \times 10^3 \text{ cm}^{-3}$; b) $n_o = 5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, $p_o = 4.5 \times 10^4 \text{ cm}^{-3}$)

1.4 Calcule las concentraciones de portadores mayoritarios y minoritarios en germanio a $T = 300^\circ\text{K}$ si a) $N_d = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ y b) $N_a = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$. (Res. a) $n_o = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $p_o = 5.76 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$; b) $p_o = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $n_o = 5.76 \times 10^9 \text{ cm}^{-3}$)

1.5 Una muestra de silicio a $T = 300^\circ\text{K}$ es dopada hasta $N_d = 8 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. a) Calcule n_o y p_o . b) Si los excesos de huecos y electrones se generan de manera tal que sus respectivas concentraciones son $\delta p = \delta n = 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, determine las concentraciones totales de huecos y electrones. (Res. a) $n_o = 8 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, $p_o = 2.81 \times 10^4 \text{ cm}^{-3}$; b) $n_o = 8.1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, $p_o \cong 10^{14} \text{ cm}^{-3}$)

1.6 La conductividad del silicio es $\sigma = 10 \text{ (ohm-cm)}^{-1}$. Determine la densidad de la corriente de arrastre si se aplica un campo eléctrico $E = 15 \text{ V/cm}$. (Res. $J = 150 \text{ A/cm}^2$)

1.2 LA UNIÓN pn

En las secciones precedentes, nos centramos en las características de los materiales semiconductores. La potencia real de la electrónica de los semiconductores ocurre cuando las regiones p y n están directamente adyacentes una de la otra, formando una **unión pn**. Un concepto importante que se debe recordar es que todo el material semiconductor es un solo cristal, con una región dopada de tipo p y la región adyacente dopada de tipo n.

1.2.1 La unión pn en equilibrio

La figura 1.9a es un diagrama de bloques simplificado de una unión pn. La figura 1.9b muestra las concentraciones respectivas del dopado tipo p y tipo n, suponiendo que son uniformes en cada región, así como las concentraciones de portadores minoritarios en ambas, considerando equilibrio térmico.

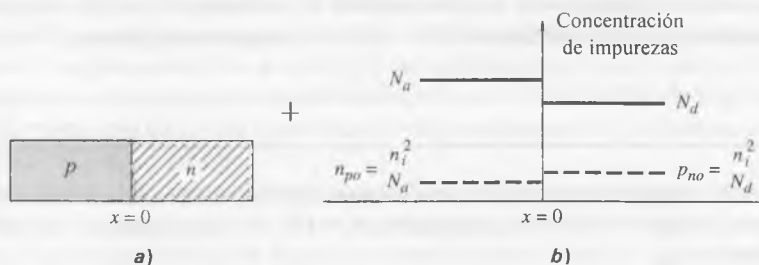


Figura 1.9 La unión pn: a) geometría simplificada de una unión pn y b) perfil de dopado de una unión pn ideal dopada uniformemente

La interfaz en $x = 0$ recibe el nombre de **unión metalúrgica**. Se presenta un gradiente de densidad grande tanto en las concentraciones de huecos como de electrones a través de esta unión. Al principio, entonces, hay una difusión de huecos de la región p a la n, y una difusión de electrones de la región n a la p (figura 1.10). El flujo de huecos desde la región p genera iones receptores cargados negativamente y el flujo de electrones desde la región n genera iones donadores cargados positivamente. Esta acción crea una separación de carga (figura 1.11a), la cual establece un campo eléctrico orientado en la dirección que va de la carga positiva a la negativa.

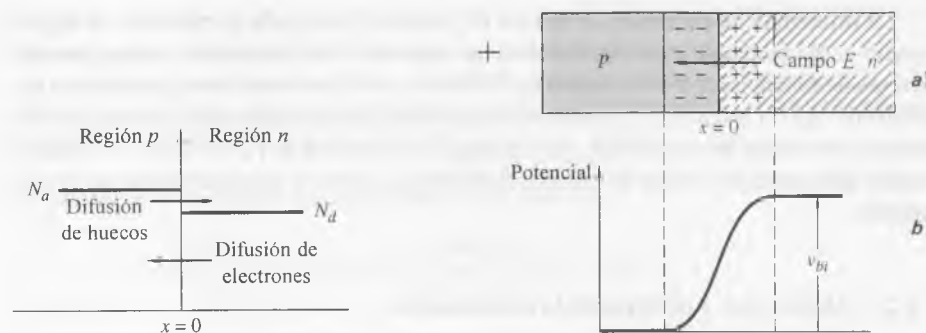


Figura 1.10 Difusión inicial de electrones y huecos en la unión metalúrgica, estableciendo equilibrio térmico

Figura 1.11 La unión pn en equilibrio térmico: a) la región de espacio-carga y el campo eléctrico y b) el potencial a través de la unión

Si no se aplica voltaje a la unión pn, la difusión de huecos y electrones a la larga debe cesar. La dirección del campo eléctrico inducido causará que la fuerza resultante rechace la difusión de huecos desde la región p y la difusión de electrones desde la región n. El equilibrio térmico ocurre cuando la fuerza producida por el campo eléctrico y la “fuerza” producida por el gradiente de densidad alcanzan el balance exacto.

La región cargada positivamente y la cargada negativamente conforman la región **espacio-carga**, o **región de agotamiento**, de la unión pn, en la cual en esencia no hay electrones o huecos móviles. Debido al campo eléctrico en la región espacio-carga, hay una diferencia de potencial a través de esa región (figura 1.11b). Esta diferencia de potencial se conoce como la **barrera de potencial integrada** y está dada por

$$V_{bi} = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right) = V_T \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right) \quad (1.9)$$

donde $V_T = kT/e$, k = constante de Boltzmann, T = temperatura absoluta, e = la magnitud de la carga electrónica, y N_a y N_d son las concentraciones netas de receptores y de donadores en las regiones p y n, respectivamente. El parámetro V_T recibe el nombre de **voltaje térmico** y es aproximadamente $V_T = 0.026$ V a temperatura ambiente, $T = 300$ °K.

Ejemplo 1.3 Objetivo: Calcule la barrera de potencial integrada de una unión pn. Considere una unión pn de silicio a $T = 300$ °K, dopada hasta $N_a = 10^{16}$ cm⁻³ en la región p y $N_d = 10^{17}$ cm⁻³ en la región n.

Solución: A partir de los resultados del ejemplo 1.1, tenemos $n_i = 1.5 \times 10^{10}$ cm⁻³ para el silicio a temperatura ambiente. Entonces, de la ecuación (1.9), tenemos

$$V_{bi} = V_T \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right) = (0.026) \ln \left[\frac{(10^{16})(10^{17})}{(1.5 \times 10^{10})^2} \right] = 0.757 \text{ V}$$

Comentario: Debido a la función logarítmica, la magnitud de V_{bi} no es una función que dependa mucho de las concentraciones de dopado. En consecuencia, el valor de V_{bi} para uniones pn de silicio suele estar de 0.1 a 0.2 V de este valor calculado.

La diferencia de potencial, o barrera de potencial integrada, a través de la región espacio-carga no puede medirse mediante un voltmetro debido a que se forman nuevas barreras de potencial entre las sondas del voltmetro y el semiconductor, cancelando los efectos de V_{bi} . En esencia, V_{bi} mantiene el equilibrio, de modo que ninguna corriente se produce por medio de este voltaje. Sin embargo, la magnitud de V_{bi} se vuelve importante cuando aplicamos un voltaje de polarización directa, como se explicará después en este capítulo.

1.2.2 Unión pn polarizada inversamente

Suponga que un voltaje positivo se aplica a la región n de una unión pn, como se indica en la figura 1.12. El voltaje aplicado V_R induce un campo eléctrico aplicado, E_A , en el semiconductor. La dirección de este campo aplicado es la misma que la del campo E en

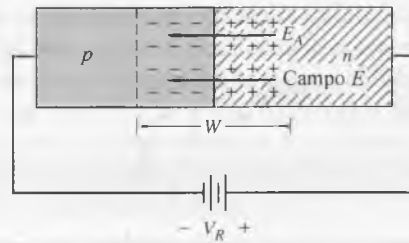


Figura 1.12 Una unión pn con un voltaje de polarización inversa aplicado, mostrando la dirección del campo eléctrico inducido por V_R y el campo eléctrico del espacio-carga

la región espacio-carga. Puesto que los campos eléctricos en las áreas fuera de la región del espacio-carga son esencialmente cero, la magnitud del campo eléctrico en la región espacio-carga aumenta por arriba del valor de equilibrio térmico. Este campo eléctrico incrementado mantiene atrás los huecos en la región p y a los electrones en la región n, de manera que prácticamente no hay corriente a través de la unión pn. Por definición, esta polaridad de voltaje aplicado recibe el nombre de **polarización inversa**.

Cuando aumenta el campo eléctrico en la región espacio-carga, el número de cargas positivas y negativas también aumenta. Si no cambian las concentraciones de dopado, los aumentos en las cargas sólo pueden ocurrir si crece el ancho W en la región espacio-carga. Por tanto, con un voltaje de polarización inversa creciente V_R , también se incrementa el ancho W del espacio-carga.

Por causa de las cargas adicionales positivas y negativas en la región espacio-carga, se asocia una capacitancia a la unión pn cuando se aplica un voltaje de polarización inversa. Esta **capacitancia de unión**, o capacitancia de capa de agotamiento, puede escribirse en la forma

$$C_j = C_{j0} \left(1 + \frac{V_R}{V_{bi}} \right)^{-1/2} \quad (1.10)$$

donde C_{j0} es la capacitancia de unión a voltaje cero aplicado.

Las características capacitancia-voltaje hacen que la unión pn sea útil en circuitos resonantes sintonizables eléctricamente. Las uniones fabricadas específicamente para este propósito se conocen como **diodos varactores**. Estos elementos pueden emplearse en osciladores sintonizables eléctricamente, tales como un oscilador Hartley, analizado en el capítulo 15 o en amplificadores sintonizables, que se contemplan en el capítulo 8.

Ejemplo 1.4 Objetivo: Calcule la capacitancia de unión de una unión pn.

Considere una unión pn de silicio a $T = 300$ °K, con concentraciones de dopado de $N_a = 10^{16}$ cm^{-3} y $N_d = 10^{15}$ cm^{-3} . Suponga que $n_i = 1.5 \times 10^{10}$ cm^{-3} y considere $C_{j0} = 0.5$ pF. Calcule la capacitancia de unión a $V_R = 1$ V y $V_R = 5$ V.

Solución: El potencial integrado se determina por medio de

$$V_{bi} = V_T \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right) = (0.026) \ln \left[\frac{(10^{16})(10^{15})}{(1.5 \times 10^{10})^2} \right] = 0.637 \text{ V}$$

La capacitancia de unión para $V_R = 1$ V se encuentra que es igual a

$$C_j = C_{j0} \left(1 + \frac{V_R}{V_{bi}} \right)^{-1/2} = (0.5) \left(1 + \frac{1}{0.637} \right)^{-1/2} = 0.312 \text{ pF}$$

Para $V_R = 5 \text{ V}$

$$C_j = (0.5) \left(1 + \frac{5}{0.637} \right)^{-1/2} = 0.168 \text{ pF}$$

Comentario: La magnitud de la capacitancia de unión suele estar en o por debajo del rango de picofarads y disminuye cuando aumenta el voltaje de polarización inversa.

Como se menciona en la sección anterior, la magnitud del campo eléctrico en la región espacio-carga aumenta cuando crece el voltaje de polarización inversa, y el campo eléctrico máximo ocurre en la unión metalúrgica. Sin embargo, ni el campo eléctrico en la región espacio-carga ni el voltaje de polarización inversa aplicado pueden aumentar indefinidamente debido a que en algún punto, ocurrirá la ruptura y se generará una gran corriente de polarización inversa. Este concepto se describirá en detalle después en este capítulo.

1.2.3 Unión pn polarizada directamente

Repasando brevemente, la región n contiene más electrones libres que la región p; de manera similar, la región p contiene mucho más huecos que la región n. Sin voltaje aplicado, la barrera de potencial integrada evita que estos portadores mayoritarios se difundan a través de la región espacio-carga; de tal modo, la barrera mantiene el equilibrio entre las distribuciones de portadores en cualquiera de los lados de la unión pn.

Si se aplica un voltaje positivo v_D en la región p, la barrera de potencial disminuye (figura 1.13). Los campos eléctricos en la región espacio-carga son muy grandes comparados con los correspondientes al resto de las regiones p y n, por lo que la totalidad del voltaje aplicado se manifiesta a través de la región de la unión pn. El campo eléctrico aplicado, E_A , inducido por el voltaje aplicado está en la dirección opuesta de la del campo E del espacio-carga en equilibrio térmico. El resultado neto es que el campo eléctrico en la región espacio-carga es inferior al valor de equilibrio. Esto trastorna el delicado balance entre la difusión y la fuerza del campo E . Electrones portadores mayoritarios de la región n se difunden hacia la región p, y huecos portadores mayoritarios de la región p se difunden hacia la región n. El proceso continúa mientras se aplique el voltaje v_D , creando así una corriente en la unión pn. Esta polaridad del voltaje aplicado (esto es, polarización) se conoce como **polarización directa**. El voltaje de polarización directa v_D siempre es menor que la barrera de potencial integrado V_{bi} .

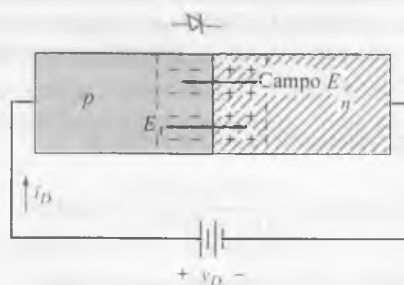


Figura 1.13 Una unión pn con un voltaje de polarización directa aplicada, en la cual se muestra la dirección del campo eléctrico E_A inducido por v_D y el campo eléctrico neto del espacio-carga E

Cuando los portadores mayoritarios atraviesan las regiones opuestas, se vuelven portadores minoritarios en esas regiones, ocasionando que aumenten las concentraciones de portadores minoritarios. La figura 1.14 muestra el exceso de concentración de portadores minoritarios que resultan a las orillas de la región espacio-carga. Este exceso de portadores minoritarios se difunden dentro de las regiones neutras n y p, donde se recombinan con portadores mayoritarios, estableciéndose de esta manera una condición de estado estable, como se muestra en la figura 1.14.

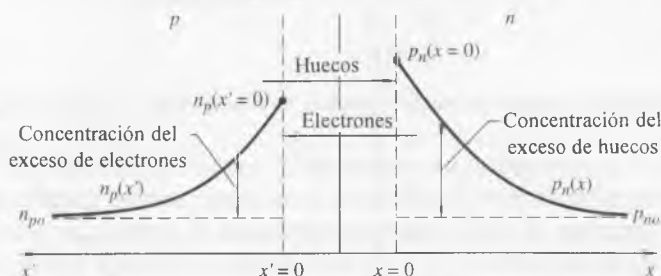


Figura 1.14 Concentración de portadores minoritarios de estado estable en una unión pn bajo polarización directa

1.2.4 Relación ideal corriente-voltaje

Como se ilustra en la figura 1.14, un voltaje aplicado resulta en un gradiente en las concentraciones de portadores minoritarios, el cual produce a su vez corrientes de difusión. La relación teórica entre el voltaje y la corriente en la unión pn está dada por

$$i_D = I_S \left[e^{\left(\frac{V_D}{nV_T} \right)} - 1 \right] \quad (1.11)$$

El parámetro I_S es la **corriente de saturación de polarización inversa**. Para uniones pn de silicio, los valores típicos de I_S están en el rango de 10^{-15} a 10^{-13} A. El valor real depende de las concentraciones de dopado y del área de la sección transversal de la unión. El parámetro V_T es el voltaje térmico, según se define en la ecuación (1.9), y es aproximadamente $V_T = 0.026$ V a temperatura ambiente. El parámetro n es el **factor de idealidad** y su valor está en el rango $1 \leq n \leq 2$.

Para una unión pn ideal, $n = 1$. Si la corriente de la unión es muy pequeña, n puede estar más cercana a 2. A menos que se indique de otra manera, supondremos una unión pn ideal y dejaremos $n = 1$.

Ejemplo 1.5 Objetivo: Calcule la corriente de polarización directa en una unión pn. Considere una unión pn a $T = 300$ °K en la cual $I_S = 5 \times 10^{-14}$ A y $V_D = 0.65$ V.

Solución: Empleando la ecuación (1.11) y suponiendo $n = 1$, tenemos

$$I_D = I_S \left[e^{\left(\frac{V_D}{V_T} \right)} - 1 \right] = (5 \times 10^{-14}) \left[e^{\left(\frac{0.65}{0.026} \right)} - 1 \right] \Rightarrow 3.60 \text{ mA}$$

Comentario: A pesar de que I_S puede ser extremadamente pequeña, incluso un valor relativamente bajo de V_D puede inducir una corriente de unión moderada.

1.2.5 Diodo de unión pn

La figura 1.15 es una gráfica de las características teóricas, o ideales, corriente-voltaje de una unión pn. Para un voltaje de polarización directa, la corriente es una función exponencial del voltaje. La figura 1.16 describe la corriente de polarización directa graficada sobre una escala logarítmica. Con sólo un pequeño cambio en el voltaje de polarización directa, la corriente de polarización directa correspondiente aumenta en órdenes de magnitud. En la dirección de la polarización inversa, la corriente es casi cero.

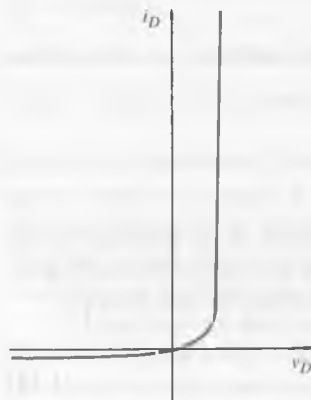


Figura 1.15 Características I-V ideales de un diodo de unión pn

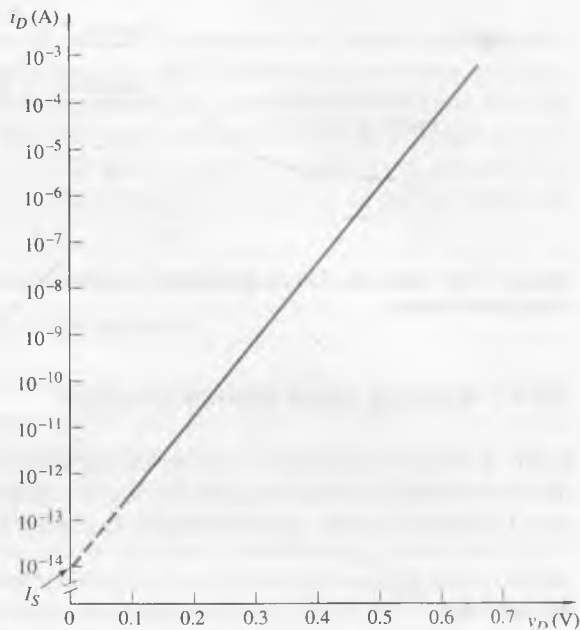


Figura 1.16 Características I-V de polarización directa ideales de un diodo de unión pn, con la corriente graficada sobre una escala logarítmica

El dispositivo semiconductor que muestra estas características I - V recibe el nombre de **diodo de unión pn**. La figura 1.17 muestra el símbolo del diodo y la dirección convencional de la corriente y la polaridad del voltaje. El diodo puede considerarse y utilizarse como un interruptor controlado por voltaje que está “apagado” para un voltaje de polarización inversa y “encendido” para un voltaje de polarización directa. En la polarización directa o estado “encendido”, una corriente relativamente grande se produce por causa de un voltaje aplicado bastante pequeño; en el estado de polarización inversa, o estado “apagado”, sólo se crea una corriente muy pequeña.

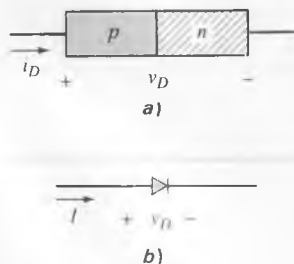


Figura 1.17 El diodo de unión pn básico:
a) geometría simplificada y
b) símbolo del elemento y de la dirección convencional de la corriente y de la polaridad del voltaje

Efectos de temperatura

Puesto que tanto I_S y V_T son funciones de la temperatura, las características del diodo varían también con la misma. Las variaciones relacionadas con la temperatura en características de polarización directa se ilustran en la figura 1.18. Para una corriente determinada, el voltaje de polarización directa requerido disminuye cuando se incrementa la temperatura. En el caso de diodos de silicio el cambio es aproximadamente de 2 mV/°C.

El parámetro I_S es una función de la concentración de portadores intrínsecos n_i , la cual depende a su vez fuertemente de la temperatura. En consecuencia, el valor de I_S se

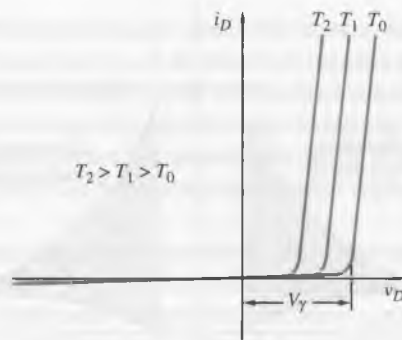


Figura 1.18 Características de polarización directa contra temperatura

duplica aproximadamente por cada 5 °C de aumento en la temperatura. Como un ejemplo de la importancia de este efecto, en el germanio, el valor relativo de n_i es grande, resultando una gran corriente de saturación inversa en diodos de germanio. Los aumentos en esta corriente inversa con incrementos en la temperatura hacen que el diodo de germanio sea altamente impráctico en la mayor parte de las aplicaciones en circuitos.

Transitorio de conmutación

Puesto que el diodo de unión pn puede emplearse como un interruptor eléctrico, un parámetro importante es su respuesta transitoria, esto es, su velocidad y sus características, cuando se conmuta de un estado al otro. Suponga, por ejemplo, que el diodo se conmuta del estado “encendido” al estado “apagado”. La figura 1.19 muestra un circuito simple que conmutará el voltaje aplicado en el tiempo $t = 0$. Para $t < 0$, la corriente de polarización directa i_D es

$$i_D = I_F = \frac{V_F - v_D}{R_F} \quad (1.12)$$

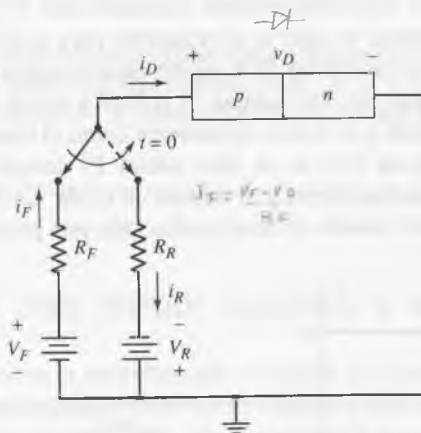


Figura 1.19 Circuito simple para conmutar un diodo de polarización directa a inversa

Las concentraciones de portadores minoritarios para un voltaje de polarización directa aplicado y un voltaje de polarización inversa se muestran en la figura 1.20. Aquí, ignoramos el cambio en el ancho de la región espacio-carga. Cuando se aplica un voltaje

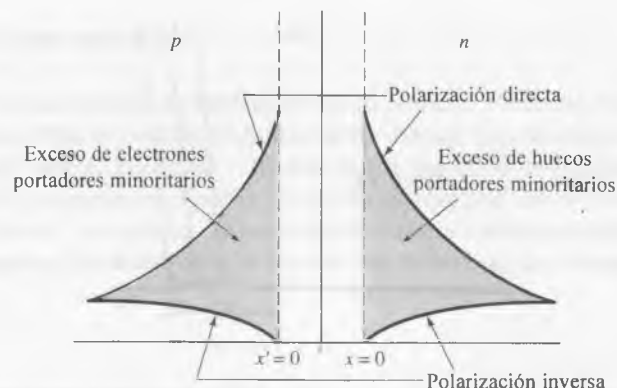


Figura 1.20 Carga almacenada del exceso de portadores minoritarios bajo polarización directa comparada con la polarización inversa

de polarización directa, se almacena un exceso de carga de portadores minoritarios tanto en la región p como en la n. El exceso de carga es la diferencia entre las concentraciones de portadores minoritarios para un voltaje de polarización directa y las correspondientes a un voltaje de polarización inversa como se indica en la figura. Esta carga debe eliminarse cuando el diodo se conmuta de la polarización directa a la inversa.

Cuando se elimina el voltaje de polarización directa, se crean corrientes de difusión relativamente grandes en la dirección de polarización inversa. Esto sucede debido a que el exceso de electrones de portadores minoritarios fluye de regreso a través de la unión hacia la región n, y el exceso de huecos de portadores minoritarios fluye de regreso a través de la unión hacia la región p.

La gran corriente de polarización inversa está limitada inicialmente por la resistencia R_R de aproximadamente

$$i_D = -I_R \cong \frac{-V_R}{R_R} \quad (1.13)$$

La capacitancia de la unión no permite al voltaje de la misma cambiar instantáneamente. La corriente inversa I_R es aproximadamente constante para $0^+ < t < t_s$, donde t_s es el **tiempo de almacenamiento**, el cual es el requerido para que las concentraciones de portadores minoritarios en los límites de la región espacio-carga alcance los valores del equilibrio térmico. Después de este tiempo, el voltaje a través de la unión empieza a cambiar. El tiempo de caída t_f se define típicamente como el tiempo requerido para que la corriente se reduzca hasta 10% de su valor inicial. El tiempo total de apagado es la suma del tiempo de almacenamiento y el tiempo de caída. La figura 1.21 muestra las características de corriente cuando se lleva a cabo todo este proceso.

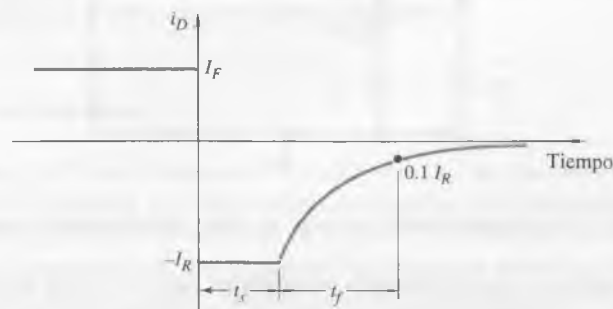


Figura 1.21 Características de corriente contra tiempo durante la conmutación de un diodo

Para conmutar un diodo rápidamente, éste debe tener un pequeño tiempo de vida de los portadores minoritarios en exceso, y debemos ser capaces de producir un gran pulso de corriente inversa. En consecuencia, en el diseño de circuitos de diodo, debemos proporcionar una trayectoria al pulso de corriente de polarización inversa transitorio. Estos mismos efectos transitorios afectan la conmutación de los transistores. Por ejemplo, la velocidad de conmutación de los transistores en circuitos digitales afectará la velocidad de las computadoras.

El transitorio de encendido ocurre cuando el diodo se conmuta del estado “apagado” al estado “encendido”, el cual puede iniciarse aplicando un pulso de corriente de polarización directa. El **tiempo de “encendido”** transitorio es el requerido para establecer las distribuciones de portadores minoritarios de polarización directa. Durante este tiempo, el voltaje a través de la unión aumenta gradualmente hacia su valor de estado estable. Aunque el tiempo de encendido para el diodo de unión pn no es cero, suele ser menor que el tiempo de apagado.

Ejercicios

1.7 Determine V_{bi} para una unión pn de silicio a $T = 300$ °K para a) $N_a = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, $N_d = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, y para b) $N_a = N_d = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$. (Res. a) $V_{bi} = 0.697 \text{ V}$, b) $V_{bi} = 0.817 \text{ V}$)

1.8 Calcule V_{bi} para una unión pn de GaAs a $T = 300$ °K para $N_a = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ y $N_d = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$. (Res. $V_{bi} = 1.23 \text{ V}$)

1.9 Una unión pn de silicio a $T = 300$ °K es dopada a $N_d = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ y $N_a = 10^{17} \text{ m}^{-3}$. La capacitancia de la unión será $C_j = 0.8 \text{ pF}$ cuando se aplica un voltaje de polarización inversa de $V_R = 5 \text{ V}$. Encuentre la capacitancia de la unión de polarización cero C_{j0} . (Res. $C_{j0} = 2.21 \text{ pF}$)

1.10 Un diodo de unión pn de silicio a $T = 300$ °K tiene una corriente de saturación inversa de $I_s = 10^{-14} \text{ A}$. a) Determine la corriente de polarización directa del diodo para i) $v_D = 0.5 \text{ V}$ y ii) $v_D = 0.6 \text{ V}$ y iii) $v_D = 0.7 \text{ V}$ b) Encuentre la corriente de polarización inversa del diodo para i) $v_D = -0.5 \text{ V}$ y ii) $v_D = -2 \text{ V}$. (Res. a) i) $2.25 \mu\text{A}$, ii) $105 \mu\text{A}$, iii) 4.93 mA ; b) i) 10^{-14} A , ii) 10^{-14} A)

1.11 Un diodo de unión pn de silicio a $T = 300$ °K tiene una corriente de saturación inversa de $I_s = 10^{-13} \text{ A}$. El diodo está polarizado directamente con una corriente resultante de 1 mA . Determine v_D . (Res. $v_D = 0.599 \text{ V}$)

1.12 Recuerde que el voltaje de diodo de polarización directa disminuye aproximadamente en $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ para diodos de silicio con una corriente dada. Si $V_D = 0.650 \text{ V}$ a $I_D = 1 \text{ mA}$ para una temperatura de 25°C , determine el voltaje del diodo a $I_D = 1 \text{ mA}$ para $T = 125^\circ\text{C}$. (Res. $V_D = 0.450 \text{ V}$)

1.3 CIRCUITOS CON DIODO: ANÁLISIS Y MODELOS EN CD

Las relaciones matemáticas, o **modelos**, que describen las características de corriente-voltaje de los elementos eléctricos nos permiten analizar y diseñar circuitos sin tener que fabricarlos y probarlos en el laboratorio. Un ejemplo es la ley de Ohm, la cual describe las propiedades de una resistencia.

En esta sección desarrollaremos el análisis en CD y las técnicas de modelación de circuitos con diodo. Los diodos, como explicamos en las secciones previas, son dispositivos no lineales de dos terminales en los cuales existe una corriente relativamente grande con una polaridad de voltaje y prácticamente no hay corriente con la polaridad de

voltaje opuesta. Estas características no lineales hacen útiles a los diodos en las aplicaciones electrónicas. Sin embargo, la propia no linealidad complica el análisis y diseño de los circuitos que contienen estos dispositivos.

Para entender la importancia de los circuitos con diodo, considere una aplicación simple del diodo. Las características corriente-voltaje ideales del diodo de unión pn se mostraron en la figura 1.15. Un **diodo ideal** (contrario a un diodo con características I-V ideales) tiene las características mostradas en la figura 1.22a. Cuando se aplica un voltaje de polarización inversa, la corriente a través del diodo es cero (figura 1.22b); cuando la corriente a través del diodo es mayor que cero, el voltaje a través del diodo es cero (figura 1.22c). Un circuito externo conectado al diodo debe estar diseñado para controlar la corriente en sentido directo a través del mismo.

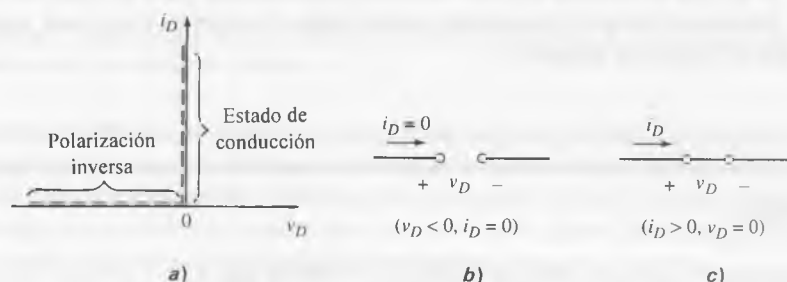


Figura 1.22 El diodo ideal: a) características I-V, b) circuito equivalente bajo polarización inversa y c) circuito equivalente en el estado de conducción

Un circuito con diodo es el circuito **rectificador** que se ilustra en la figura 1.23a. Suponga que el voltaje de entrada v_I es una señal senoidal como se indica en la figura 1.23b, y el diodo es un diodo ideal (véase la figura 1.22a). Durante el medio ciclo positivo de una entrada senoidal existe una corriente de polarización directa en el diodo y el voltaje a través de él es cero. El circuito equivalente para esta condición se muestra en la figura 1.23c. El voltaje de salida v_O es entonces igual al voltaje de entrada. Durante el medio ciclo negativo de la entrada senoidal, el diodo está polarizado inversamente. El circuito equivalente para esta condición se muestra en la figura 1.23d. En esta parte del ciclo, el diodo actúa como un circuito abierto, la corriente es cero y el voltaje de salida es cero. El voltaje de salida del circuito se muestra en la figura 1.23e.

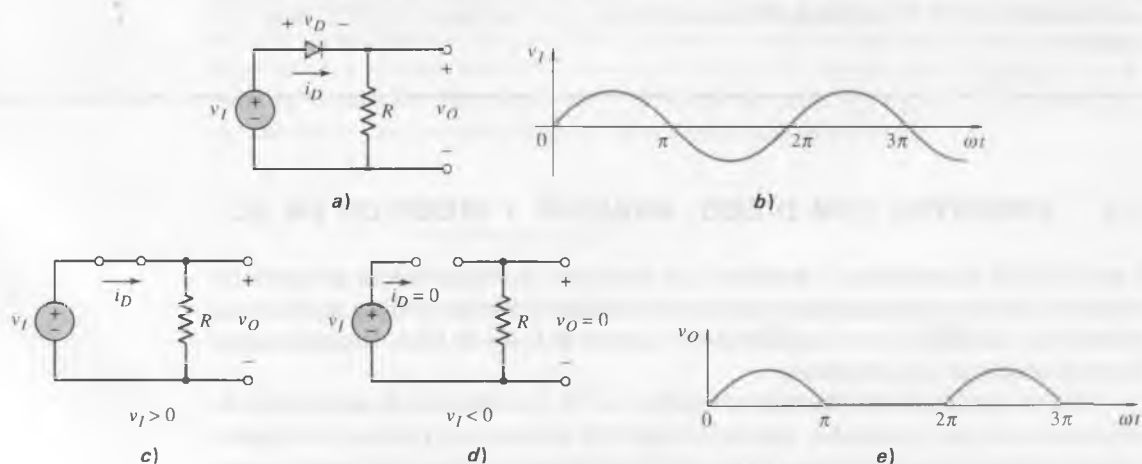


Figura 1.23 El rectificador con diodos: a) circuito, b) señal de entrada senoidal, c) circuito equivalente para $v_I > 0$, d) circuito equivalente para $v_I < 0$ y e) señal de salida rectificada

A lo largo del ciclo completo, la señal de entrada es senoidal y tiene un valor promedio cero; sin embargo, la señal de salida contiene sólo valores positivos y en consecuencia tiene un valor promedio positivo. Por consiguiente, se afirma que este circuito **rectifica** la señal de entrada, lo cual es el primer paso al generar un voltaje de CD a partir de un voltaje senoidal (CA). Ésta es una de las necesidades más básicas en la electrónica.

En esta sección consideraremos cuatro enfoques al análisis de CD de circuitos con diodo: a) iteración; b) técnicas gráficas, c) un método de modelación lineal por secciones, y d) un análisis por computadora. Los métodos a) y b) se relacionan estrechamente y, por tanto, se presentan juntos.

1.3.1 Técnicas de iteración y de análisis gráfico

Iteración significa emplear el ensayo y error para encontrar la solución a un problema. La técnica de análisis gráfico implica graficar dos ecuaciones simultáneas y localizar su punto de intersección, el cual es la solución a las dos ecuaciones. Usaremos ambas técnicas para resolver las ecuaciones del diodo, mismas que son difíciles de resolver manualmente debido a que contienen términos tanto lineales como exponenciales.

Considere, por ejemplo, el circuito que se muestra en la figura 1.24, con un voltaje de CD V_{PS} aplicado a través de una resistencia y un diodo. La **ley de voltaje de Kirchhoff** se aplica tanto a circuitos no lineales como lineales, por lo que podemos escribir

$$V_{PS} = I_D R + V_D \quad (1.14a)$$

la cual puede reescribirse como

$$I_D = \frac{V_{PS}}{R} - \frac{V_D}{R} \quad (1.14b)$$

El voltaje de diodo V_D y la corriente I_D se relacionan por medio de la ecuación del diodo

$$I_D = I_S \left[e^{\left(\frac{V_D}{V_T}\right)} - 1 \right] \quad (1.15)$$

donde I_S se supone conocida para un diodo particular.

Combinando las ecuaciones (1.14a) y (1.15), obtenemos

$$V_{PS} = I_S R \left[e^{\left(\frac{V_D}{V_T}\right)} - 1 \right] + V_D \quad (1.16)$$

la cual contiene sólo una incógnita, V_D . Sin embargo, la ecuación (1.16) es trascendental y no puede resolverse directamente. El uso de iteración para encontrar una solución a esta ecuación se expone en el siguiente ejemplo.

Ejemplo 1.6 Objetivo: Determine el voltaje y la corriente de diodo para el circuito que se muestra en la figura 1.24.

Considere un diodo con una corriente de saturación inversa de $I_S = 10^{-13}$ A.

Solución: Podemos escribir la ecuación (1.16) como

$$5 = (10^{-13})(2 \times 10^3) \left[e^{\left(\frac{V_D}{0.026}\right)} - 1 \right] + V_D \quad (1.17)$$

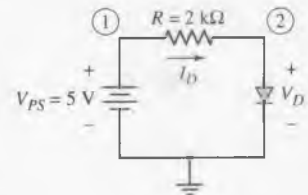


Figura 1.24 Un circuito sencillo con un diodo

Si intentamos primero $V_D = 0.60$ V, el lado derecho de la ecuación (1.17) es 2.7 V, de manera que la ecuación no está balanceada y debemos hacer otro ensayo. Si a continuación probamos $V_D = 0.70$ V, el lado derecho de la ecuación (1.17) es 99.3 V. En este caso, la ecuación tampoco está balanceada, pero podemos ver que la solución para V_D está entre 0.6 y 0.7 V. Si continuamos refinando nuestras predicciones, seremos capaces de demostrar que, cuando $V_D = 0.619$ V, el lado derecho de la ecuación 1.17 es 4.99 V, el cual es esencialmente igual al valor del lado izquierdo de la ecuación.

La corriente en el circuito puede determinarse entonces dividiendo la diferencia de voltaje a través del resistor entre la resistencia, o

$$I_D = \frac{V_{PS} - V_D}{R} = \frac{5 - 0.619}{2} = 2.19 \text{ mA}$$

Comentario: Una vez que se conoce el voltaje del diodo, puede determinarse la corriente a partir de la ecuación de diodo ideal. Sin embargo, suele ser más fácil dividir la diferencia de voltaje a través de un resistor entre la resistencia, y este enfoque se utiliza de manera extensiva en el análisis de diodo y los circuitos transistorizados.

Con el fin de emplear un enfoque gráfico para analizar el circuito, volvemos a la ley de voltaje de Kirchoff, en la forma expresada por la ecuación (1.14b), la cual produce una relación de línea recta entre la corriente I_D y el voltaje V_D para valores dados de V_{PS} y R . Esta ecuación se conoce como la **línea de carga** del circuito, la cual puede dibujarse sobre una gráfica con I_D y V_D como los ejes. De la ecuación (1.14b), vemos que si $I_D = 0$, entonces $V_D = V_{PS}$. A partir también de esta ecuación, si $V_D = 0$, entonces $I_D = V_{PS}/R$. La línea de carga puede dibujarse entre estos dos puntos. Empleando los valores del ejemplo (1.6), podemos graficar la línea recta mostrada en la figura 1.25. La segunda gráfica en la figura es la de la ecuación (1.15), que es la ecuación de diodo ideal que relaciona la corriente y el voltaje del diodo. La intersección de la línea de carga y la curva características del dispositivo proporciona la corriente de CD $I_D \approx 2.2$ mA a través del diodo y el voltaje de CD $V_D \approx 0.62$ V en el diodo. Este punto se conoce como **punto de reposo**, o el **punto Q**.

El método del análisis gráfico puede producir resultados precisos, pero es un poco complicado. Sin embargo, el concepto de línea de carga y el planteamiento gráfico son

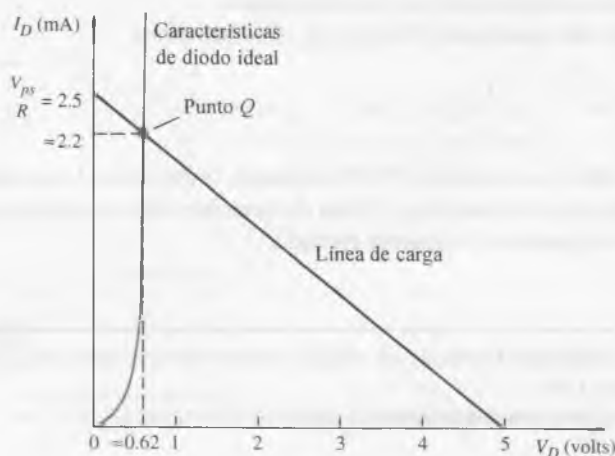


Figura 1.25 El diodo y las características de la línea de carga en el circuito mostrado en la figura 1.24

útiles para “visualizar” la respuesta de un circuito, y la línea de carga se utiliza ampliamente en la evaluación de circuitos electrónicos.

1.3.2 Modelo lineal por secciones

Otra manera más simple de analizar los circuitos de diodo es *aproximar* las características corriente-voltaje del diodo, utilizando relaciones lineales o líneas rectas. La figura 1.26, por ejemplo, muestra las características corriente-voltaje ideales y dos aproximaciones lineales.

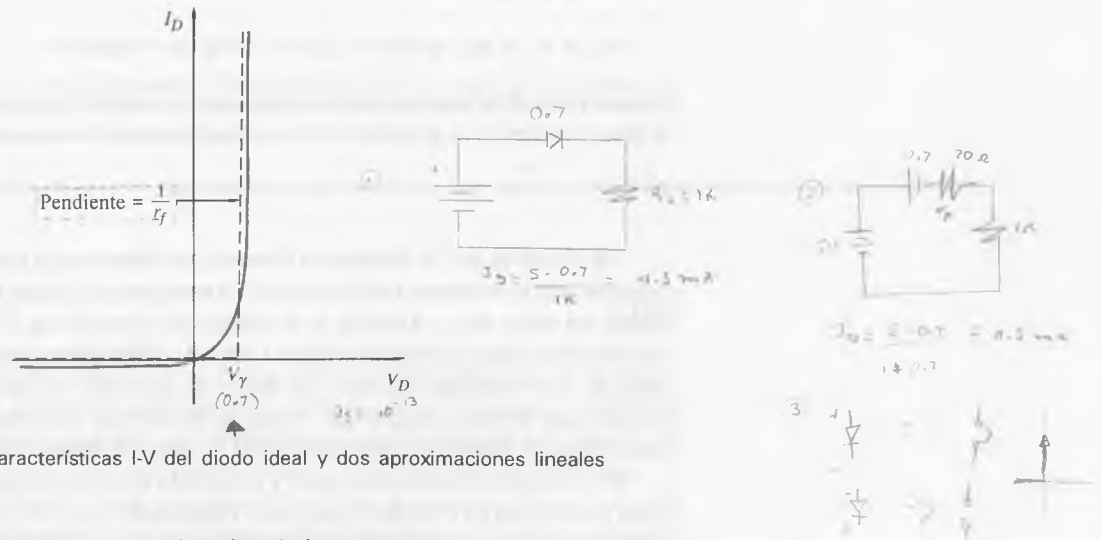


Figura 1.26 Las características I-V del diodo ideal y dos aproximaciones lineales

Para $V_D \leq V_\gamma$ suponemos una aproximación de línea recta cuya pendiente es $1/r_f$, donde V_γ es el voltaje de encendido o **conexión** del diodo, y r_f es la **resistencia directa del diodo**. El circuito equivalente para esta aproximación lineal es una fuente de voltaje constante en serie con una resistencia (figura 1.27a). Para $V_D < V_\gamma$ suponemos una aproximación de línea recta paralela al eje V_D en el nivel de corriente cero. En este caso, el circuito equivalente es un circuito abierto (figura 1.27b).

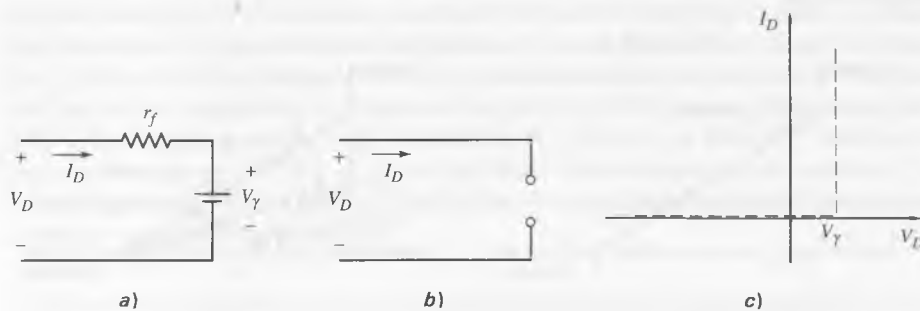


Figura 1.27 El circuito equivalente del diodo a) en la condición “encendido” cuando $V_D \geq V_\gamma$, b) en la condición “apagado” cuando $V_D < V_\gamma$ y c) aproximación lineal por secciones cuando $r_f = 0$

Este método modela el diodo con segmentos de líneas rectas; de ahí el nombre de **modelo lineal por secciones**. Si suponemos que $r_f = 0$, las características de diodo lineal por secciones se muestran en la figura 1.27c.

Ejemplo 1.7 Objetivo: Determine el voltaje y la corriente del diodo en el circuito que se muestra en la figura 1.24, utilizando el modelo lineal por secciones.

Suponga parámetros de diodo lineal por secciones de $V_\gamma = 0.6 \text{ V}$ y $r_f = 10 \Omega$.

Solución: Con la polaridad de voltaje de entrada dada, el diodo está polarizado en sentido directo o "encendido", de modo que $I_D > 0$. El circuito equivalente se muestra en la figura 1.27a. La corriente del diodo está determinada por

$$I_D = \frac{V_{PS} - V_\gamma}{R + r_f} = \frac{5 - 0.6}{2 \times 10^3 + 10} \Rightarrow 2.19 \text{ mA}$$

y el voltaje del diodo es

$$V_D = V_\gamma + I_D r_f = 0.6 + (2.19 \times 10^{-3})(10) = 0.622 \text{ V}$$

Comentario: Esta solución, obtenida empleando el modelo lineal por secciones, es casi igual a la solución obtenida en el ejemplo 1.6, en el cual se empleó la ecuación de diodo ideal.

En virtud de que la resistencia directa r_f del diodo en el ejemplo 1.7 es mucho más pequeña que la resistencia del circuito R , la corriente del diodo I_D es en esencia independiente del valor de r_f . Además, si el voltaje de conexión es 0.7 V en vez de 0.6 V , la corriente del diodo calculada será de 2.15 mA , valor que no es significativamente diferente de los resultados previos. Por tanto, la corriente del diodo calculada no es una función que dependa mucho del voltaje de encendido. En consecuencia, a menudo supondremos un voltaje de conexión de 0.7 V para los diodos de unión pn de silicio.

El concepto de la línea de carga y el modelo lineal por secciones pueden combinarse en los análisis de circuitos con diodo. Empleando la ley de voltajes de Kirchhoff, expresada por la ecuación 1.14b, y el circuito de la figura 1.24, suponemos que $V_\gamma = 0.7 \text{ V}$, $r_f = 0$, $V_{PS} = +5 \text{ V}$ y $R = 2 \text{ k}\Omega$. La figura 1.28a muestra la línea de carga resultante y las curvas características lineales por secciones del diodo. Las dos curvas se intersectan en el punto Q, o corriente del diodo, $I_{DQ} \cong 2.15 \text{ mA}$, la cual sólo es función de V_{PS} y R . La figura 1.28b muestra las mismas características lineales por secciones del diodo pero con cuatro diferentes líneas de carga, correspondientes a: $V_{PS} = 5 \text{ V}$, $R = 4 \text{ k}\Omega$; $V_{PS} = 5 \text{ V}$, $R = 2 \text{ k}\Omega$; $V_{PS} = 2.5 \text{ V}$, $R = 4 \text{ k}\Omega$ y $V_{PS} = 2.5 \text{ V}$, $R = 2 \text{ k}\Omega$. El punto Q cambia para cada línea de carga.

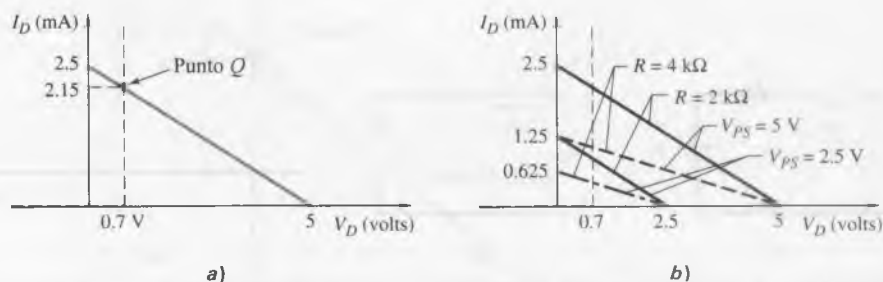


Figura 1.28 Aproximación lineal por secciones a) línea de carga para $V_{PS} = 5 \text{ V}$ y $R = 2 \text{ k}\Omega$ y b) varias líneas de carga

El concepto de la línea de carga también es útil cuando el diodo está polarizado inversamente. La figura 1.29a muestra el mismo circuito de diodo que antes, pero con la

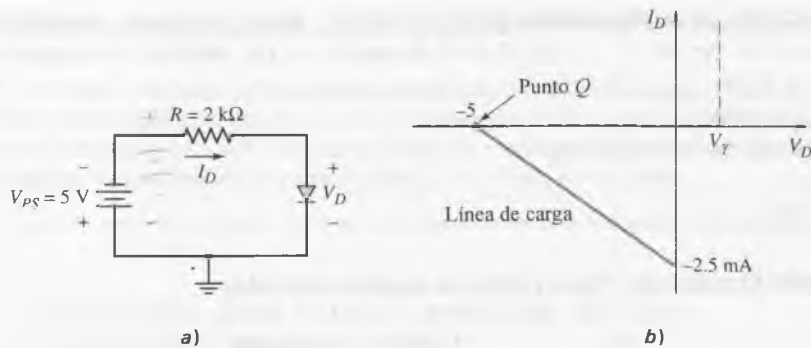


Figura 1.29 Diodo polarizado inversamente a) circuito y b) aproximación lineal por secciones y línea de carga

polaridad del voltaje de entrada invertida. Utilizando la ley de voltajes de Kirchhoff, podemos escribir

$$V_{PS} + I_D R + V_D = 0 \quad (1.18a)$$

$$V_D = -V_{PS} - I_D R = -5 - 2I_D \quad (1.18b)$$

y la ecuación (1.18b) es otra forma de la ecuación de la línea de carga. Las características del diodo y la línea de carga se grafican en la figura 1.19b. Vemos que la línea de carga está ahora en el tercer cuadrante, donde intersecta la curva característica del diodo en $V_D = -5$ V e $I_D = 0$, lo que demuestra que el diodo está polarizado inversamente.

A pesar de que el modelo lineal por secciones puede brindar soluciones que son menos precisas que las obtenidas con la ecuación del diodo ideal, el análisis es mucho más sencillo.

1.3.3 Simulación y análisis por computadora

Las computadoras de hoy día son capaces de usar modelos de simulación detallados de diversos componentes y de efectuar análisis de circuitos complejos en forma rápida y relativamente fácil. Tales modelos pueden descomponerse bajo muy diversas condiciones, tales como la dependencia de temperatura de varios parámetros. Uno de los primeros, y ahora el más ampliamente usado, programas de análisis de circuito es el Programa de Simulación con Énfasis en Circuitos Integrados (SPICE, por sus siglas en inglés). Este programa, desarrollado en la Universidad de California en Berkeley, fue liberado por primera vez por 1973 y se ha ido refinando continuamente desde entonces. Un subproducto de SPICE es PSpice de MicroSim Corporation, el cual está diseñado para usarse en computadoras personales.

Ejemplo 1.8 Objetivo: Determine la corriente y el voltaje de diodo, empleando el análisis de PSpice.

Considere el circuito con diodo que se mostró previamente en la figura 1.24, con los números de nodos indicados. Suponga las corrientes de saturación inversa de diodo de $I_S = 10^{-14}$, 10^{-13} y 10^{-12} A, y suponga valores por omisión de los otros parámetros del diodo. El archivo de entrada y los resultados de salida para $I_S = 10^{-14} = 10$ fA se presentan en la siguiente tabla.



```
*CIRCUITO DE DIODO SIMPLE NODO VOLTAGE NODO VOLTAGE CORRIENTE
VPS 1 0 DC 5V ( 1) 5.0000 ( 2) 0.6750 2.162D-03
R 1 2 2K
D1 2 0 DA
.MODEL DA D(IS = 10FA)
.OP
.END
```

Solución: El análisis con PSpice produjo los siguientes resultados:

I_S	$V_D(V)$	$I_D(mA)$
$10^{-14} A$	0.675	2.16
$10^{-13} A$	0.616	2.19
$10^{-12} A$	0.557	2.22

Comentario: Estos resultados concuerdan casi exactamente con los obtenidos en el ejemplo 1.6, los cuales supusieron $I_S = 10^{-13} A$ en la ecuación de diodo ideal y emplearon la iteración para producir $V_D = 0.169 (V)$ e $I_D = 2.19 mA$. De modo similar, el ejemplo 1.7 utilizó un modelo de diodo lineal por secciones para producir $V_D = 0.622 V$ e $I_D = 2.19 mA$. Estos resultados validan el uso del modelo lineal por secciones para analizar circuitos con diodo.

Debido a que los modelos computarizados son más detallados, los resultados de éstos pueden variar de los obtenidos por otros métodos. En circuitos con diodo, por ejemplo, podemos emplear el modelo lineal por secciones para un diseño inicial y luego utilizar PSpice para una mayor exactitud. A lo largo del texto, destacamos las técnicas de análisis y diseño manuales, pues nos brindan resultados suficientemente precisos para demostrar los procesos que se están describiendo. Desde luego, el lector puede usar un análisis de SPICE o PSpice para verificar o correlacionar soluciones en cualquier punto del texto.

1.3.4 Resumen

Los dos modelos de diodo en CD usados en el análisis manual de circuitos con diodo son: la ecuación del diodo ideal y la aproximación lineal por secciones. En la ecuación del diodo ideal, debe especificarse la corriente de saturación inversa I_S . En el caso del modelo lineal por secciones, deben especificarse el voltaje de corte V_γ y la resistencia de diodo directa r_f . En la mayor parte de los casos, sin embargo, r_f se supone igual a cero a menos que se indique lo contrario.

Ejercicios

***1.13** Considere el circuito de la figura 1.24. Sea $V_{PS} = 4 V$, $R = 4 k\Omega$ e $I_S = 10^{-12} A$. Determine V_D e I_D , empleando la ecuación del diodo ideal y el método de iteración. (Res. $V_D = 0.535 V$, $I_D = 0.864 mA$)

1.14 Considere el diodo y el circuito del ejercicio 1.13. Determine V_D e I_D , empleando la técnica gráfica. (Res. $V_D \approx 0.54 V$, $I_D \approx 0.87 mA$)

1.15 a) Considere el circuito en la figura 1.24. Sea $V_{PS} = 5 V$, $R = 4 k\Omega$ y $V_\gamma = 0.7 V$. Suponga $r_f = 0$. Determine I_D . b) Si V_{PS} se incrementa hasta $8 V$, ¿cuál debe ser el nuevo valor de R tal que

I_D sea el mismo valor que en el inciso a? c) Dibuje las características del diodo y las líneas de carga para los incisos a) y b). (Res. a) $I_D = 1.08 \text{ mA}$, b) $R = 6.79 \text{ k}\Omega$)

1.16 El voltaje de la fuente de alimentación (entrada) en el circuito de la figura 1.24 es $V_{PS} = 10 \text{ V}$ y el voltaje de encendido del diodo es $V_\gamma = 0.7 \text{ V}$ (suponga $r_f = 0$). La potencia disipada en el diodo no va a ser mayor que 1.05 mW . Determine la máxima corriente de diodo y el mínimo valor de R para cumplir la especificación de potencia. (Res. $I_D = 1.5 \text{ mA}$, $R = 6.2 \text{ k}\Omega$)

1.4 CIRCUITOS CON DIODO: ANÁLISIS EN CA Y CIRCUITO EQUIVALENTE

Hasta este punto, nos hemos concentrado sólo en las características en CD del diodo de unión pn. Cuando se emplean dispositivos semiconductores con uniones pn en circuitos de amplificación lineal, las características variables en el tiempo, o de CA, de la unión pn se vuelven importantes, pues las señales senoidales pueden superponerse a las corrientes y a los voltajes CD. Las características de CA se examinan en las secciones siguientes.

1.4.1 Análisis senoidal

En el circuito que se muestra en la figura 1.30a, la fuente de voltaje v_i se supone que será una señal senoidal, o variable en el tiempo. El voltaje de entrada total v_i está compuesto por una componente de CD V_{PS} y una componente de CA v_i superpuesta al valor de CD. Para estudiar este circuito, nos centraremos en dos tipos de análisis: un análisis de CD que implica únicamente los voltajes y las corrientes de CD, y un análisis de CA que implica sólo los voltajes y las corrientes de CA. (Debemos señalar que el circuito en la figura no es práctico, ya que no es deseable tener una corriente de CD que fluye a través de una fuente de señales de CA. Sin embargo, el circuito es útil para una discusión de análisis en CD y en CA.)

Relaciones corriente-voltaje

Puesto que el voltaje de entrada contiene una componente de CD con una señal de CA superpuesta, la corriente de diodo contiene también una componente de CD con una señal de CA superpuesta, como se ilustra en la figura 1.30b. Aquí, I_{DQ} es la corriente de diodo de punto de reposo de CD. Además, el voltaje de diodo contendrá un valor de CD con una señal de CA superpuesta, como se muestra en la figura 1.30c. Para este análisis, suponga que la señal de CA es pequeña comparada con la componente de CD, de modo que un modelo de CA lineal puede desarrollarse a partir del diodo no lineal.

La relación entre la corriente y el voltaje del diodo puede escribirse como

$$i_D \cong I_S e^{\left(\frac{v_D}{V_T}\right)} = I_S e^{\left(\frac{V_{DQ} + v_d}{V_T}\right)} \quad (1.19)$$

donde V_{DQ} es el voltaje de punto de reposo de CD y v_d es la componente de CA. Estamos despreciando el término -1 en la ecuación del diodo. La ecuación (1.19) puede reescribirse como

$$i_D = I_S \left[e^{\left(\frac{V_{DQ}}{V_T}\right)} \right] \cdot \left[e^{\left(\frac{v_d}{V_T}\right)} \right] \quad (1.20)$$

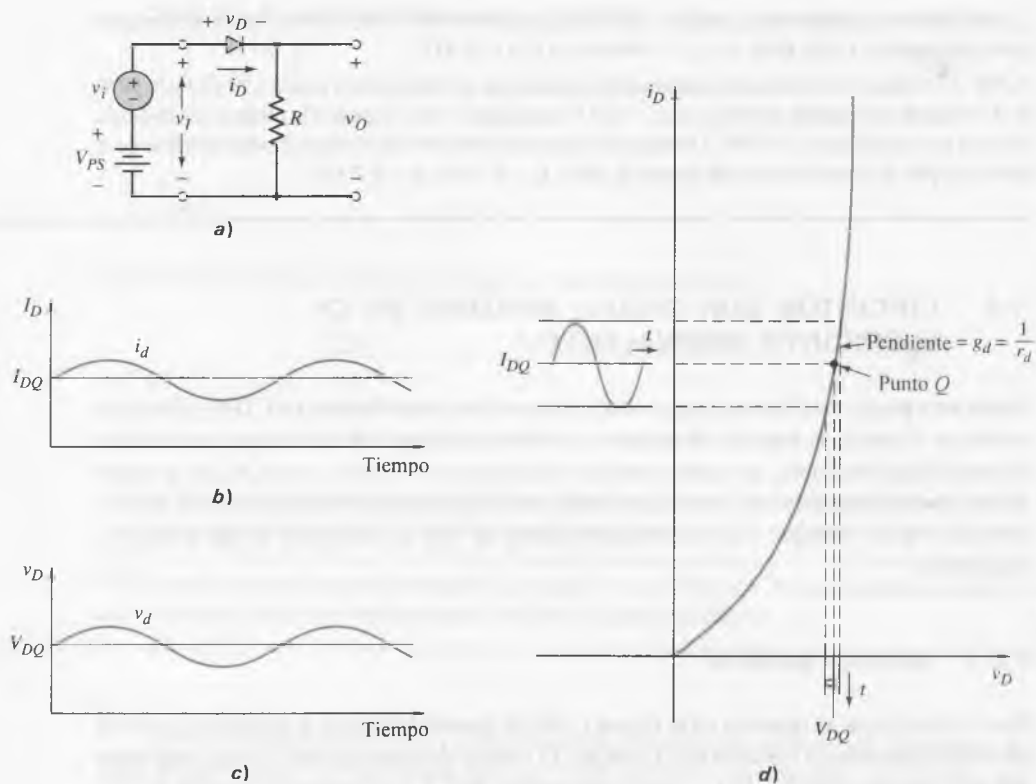


Figura 1.30 Análisis del circuito en CA: a) circuito con voltajes de entrada de CD y senoidales combinados, b) corriente senoidal del diodo superpuesta a la corriente del punto de reposo, c) voltaje senoidal del diodo superpuesto al valor del punto de reposo y d) características I-V del diodo polarizado directamente con una corriente senoidal y voltaje superpuesto a los valores del punto de reposo

Si la señal de CA es “pequeña”, entonces $v_d \ll V_T$, y podemos desarrollar la función exponencial en una serie lineal, como sigue:

$$e^{\left(\frac{v_d}{V_T}\right)} \cong 1 + \frac{v_d}{V_T} \quad (1.21)$$

También podemos escribir la corriente de diodo del punto de reposo como

$$I_{DQ} = I_S e^{\left(\frac{V_{DQ}}{V_T}\right)} \quad (1.22)$$

La relación corriente-voltaje del diodo de la ecuación (1.20) puede escribirse entonces como

$$i_D = I_{DQ} \left(1 + \frac{v_d}{V_T}\right) = I_{DQ} + \frac{I_{DQ}}{V_T} v_d = I_{DQ} + i_d \quad (1.23)$$

donde i_d es la componente de CA de la corriente del diodo. La relación entre las componentes de CA del voltaje y de la corriente del diodo es entonces

$$i_d = \left(\frac{I_{DQ}}{V_T}\right) v_d = g_d \cdot v_d \quad (1.24a)$$

o

$$v_d = \left(\frac{V_T}{I_{DQ}} \right) \cdot i_d = r_d \cdot i_d \quad (1.24b)$$

Los parámetros g_d y r_d , respectivamente, son la **conductancia** y la **resistencia** correspondientes a un **incremento de señal pequeña**, llamadas también la **conductancia de difusión** y la **resistencia de difusión**. De acuerdo con estas dos ecuaciones vemos que

$$r_d = \frac{1}{g_d} = \frac{V_T}{I_{DQ}} \quad (1.25)$$

Esta ecuación nos dice que el incremento de la resistencia es una función de la corriente de polarización en CD I_{DQ} y que es inversamente proporcional a la pendiente de la curva característica I - V , como se muestra en la figura 1.30d.

Análisis del circuito

Para analizar el circuito que se muestra en la figura 1.30a, podemos emplear el modelo lineal por secciones para los cálculos de CD y la ecuación (1.25) para el cálculo en CA.

Ejemplo 1.9 Objetivo: Analice el circuito mostrado en la figura 1.30a.

Suponga parámetros del circuito y del diodo de V_{PS} y 5 V, $R = 5 \text{ k}\Omega$, $V_\gamma = 0.6 \text{ V}$ y $V_i = 0.1 \text{ sen } \omega t \text{ (V)}$.

Solución: Divida el análisis en dos partes: el análisis en CD y el análisis en CA.

Para el análisis en CD, hacemos $v_i = 0$ y después determine la corriente del punto de reposo de CD como

$$I_{DQ} = \frac{V_{PS} - V_\gamma}{R} = \frac{5 - 0.6}{5} = 0.88 \text{ mA}$$

El valor de CD del voltaje de salida es

$$V_O = I_{DQ}R = (0.88)(5) = 4.4 \text{ V}$$

Para el análisis en CA, considere sólo las señales y los parámetros de CA del circuito. En otras palabras, efectivamente hacemos $V_{PS} = 0$. La ecuación LVK de CA se convierte en

$$v_i = i_d r_d + i_d R = i_d (r_d + R)$$

donde r_d es otra vez la resistencia de difusión del diodo de señal pequeña. De la ecuación (1.25), tenemos

$$r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}} = \frac{0.026}{0.88} = 0.0295 \text{ k}\Omega$$

La corriente de diodo de CA es

$$i_d = \frac{v_i}{r_d + R} = \frac{0.1 \text{ sen } \omega t}{0.0295 + 5} \Rightarrow 19.9 \text{ sen } \omega t (\mu\text{A})$$

La componente de CA del voltaje de salida es

$$v_o = i_d R = 0.0995 \text{ sen } \omega t (\text{V})$$

Comentario: A lo largo del libro, dividiremos el análisis de circuito en el análisis en CD y el análisis en CA. Para hacerlo, emplearemos modelos de circuito equivalente en cada análisis.

Respuesta en frecuencia

En el análisis previo, supusimos implícitamente que la frecuencia de la señal de CA fue lo suficientemente pequeña de manera que los efectos de capacitancia en el circuito serían despreciables. Si la frecuencia de la señal de entrada de CA aumenta, la **capacitancia de difusión** asociada con una unión pn polarizada en sentido directo se vuelve importante. La fuente de la capacitancia de difusión se muestra en la figura 1.31, la cual muestra los valores de CD de las concentraciones de portadores minoritarios y los cambios ocasionados por una componente de CA que se está superponiendo. La carga ΔQ se está cargando y descargando de manera alternativa a través de la unión cuando cambia el voltaje a través de ella. La capacitancia de difusión es el cambio en la carga de portadores minoritarios almacenada que es causada por un cambio en el voltaje, o

$$C_d = \frac{dQ}{dV_D} \quad (1.26)$$

La capacitancia de difusión C_d es normalmente mucho mayor que la capacitancia de la unión C_j , debido a la magnitud de las cargas implicadas.

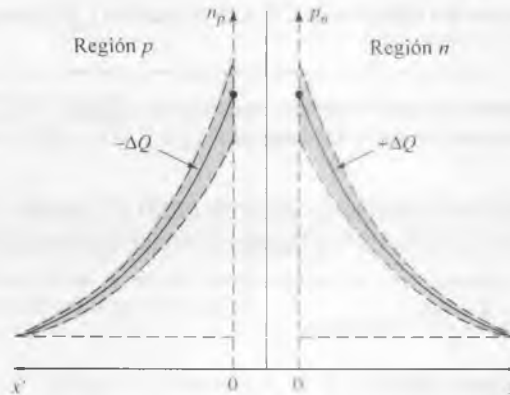


Figura 1.31 Cambio en la carga almacenada de portadores minoritarios, lo que lleva a la capacitancia de difusión

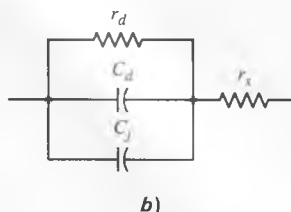
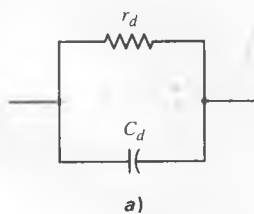


Figura 1.32 Circuito equivalente de señal pequeña del diodo: a) versión simplificada y b) circuito completo

1.4.2 Circuito equivalente de señal pequeña

El circuito equivalente de señal pequeña de la unión pn polarizada en sentido directo se muestra en la figura 1.32 y se desarrolla parcialmente a partir de la ecuación de la **admitancia**, la cual está dada por

$$Y = g_d + j\omega C_d \quad (1.27)$$

donde g_d y C_d son la conductancia y la capacitancia de difusión, respectivamente. También debemos sumar la capacitancia de la unión, la cual está en paralelo con la resistencia y la capacitancia de difusión, y una resistencia en serie, la cual se requiere debido a las resistencias finitas en las regiones n y p neutras.

El circuito equivalente de señal pequeña de la unión pn se emplea para obtener la respuesta en CA de un circuito de diodo sujeto a señales de CA superpuestas sobre los valores del punto Q. Los circuitos equivalentes de señal pequeña de las uniones pn se emplean también para desarrollar modelos de señal pequeña de transistores, y estos modelos se emplean en el análisis y diseño de amplificadores transistorizados.

Ejercicios

1.17 Determine la conductancia de difusión de un diodo de unión pn a $T = 300^\circ\text{K}$ y polarizado a una corriente de 0.8 mA . (Res. $g_d = 30.8\text{ mS}$)

1.18 Se determina que la resistencia de difusión de un diodo de unión pn a $T = 300^\circ\text{K}$ es $r_d = 50\ \Omega$. ¿Cuál es la corriente de diodo del punto de reposo? (Res. $I_{DQ} = 0.52\text{ mA}$)

1.5 OTROS TIPOS DE DIODO

Otros tipos de diodos con características especializadas incluyen el diodo de barrera Schottky, el diodo Zener, el diodo emisor de luz y el fotodiodo. El diodo Zener, el diodo emisor de luz y los fotodiodos son tipos de los diodos de unión pn, con características específicas que los hacen útiles en aplicaciones de circuito particulares.

1.5.1 Diodo de barrera Schottky

Un **diodo de barrera Schottky**, o simplemente diodo Schottky, se forma cuando un metal, tal como el aluminio, se pone en contacto con un semiconductor tipo n dopado *moderadamente*. La figura 1.33a muestra el contacto metal-semiconductor, y la figura 1.33b muestra el símbolo del circuito con la dirección de corriente y la polaridad de voltaje.

Las características corriente-voltaje de un diodo Schottky son muy similares a las de un diodo de unión pn. Puede emplearse la misma ecuación del diodo ideal para ambos dispositivos. Sin embargo, hay dos importantes diferencias entre los dos diodos que afectan directamente la respuesta del diodo Schottky.

Primero, el mecanismo de la corriente en los dos dispositivos es diferente. La corriente en un diodo de unión pn está controlada por la difusión de portadores minoritarios. La corriente en un diodo Schottky resulta del flujo de portadores minoritarios sobre la barrera de potencial en la unión metalúrgica. Esto significa que no hay almacena-

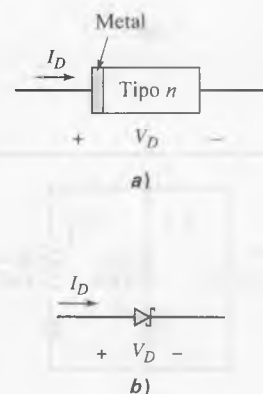


Figura 1.33 Diodo de barrera Schottky: a) geometría simplificada y b) símbolo del elemento

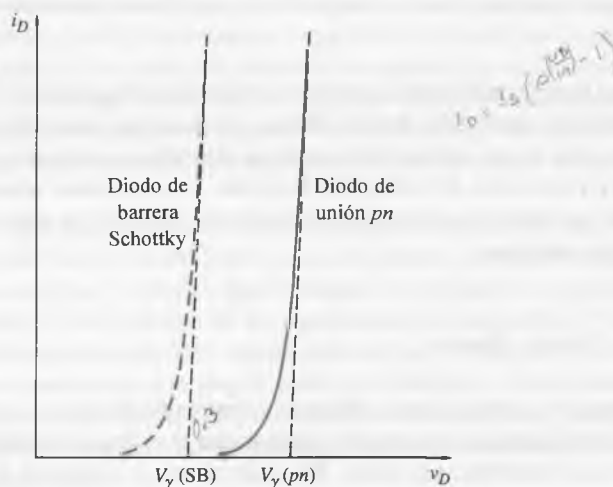


Figura 1.34 Comparación de las características I - V de polarización directa de un diodo de unión pn y de un diodo de barrera Schottky

miento de portadores minoritarios en el diodo Schottky, por lo que el tiempo de conmutación de una polarización directa a una polarización inversa es muy corto comparado con el de un diodo de unión pn. El tiempo de almacenamiento, t_s , para un diodo Schottky es esencialmente cero.

Segundo, la corriente de saturación inversa I_s para un diodo Schottky es mayor que la del diodo pn en áreas del dispositivo comparable. Esta propiedad significa que la corriente en un diodo Schottky es mayor que un diodo de unión pn para el mismo voltaje de polarización en sentido directo.

La figura 1.34 compara las características de los dos diodos. Al aplicar el modelo lineal por secciones, podemos determinar que el diodo Schottky tiene un voltaje de encendido más pequeño que el de unión pn. En los últimos capítulos, veremos cómo este voltaje de encendido de bajo valor y el tiempo de conmutación más corto hacen útil al diodo Schottky en las aplicaciones de circuitos integrados.

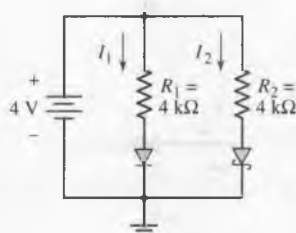


Figura 1.35 Circuito sencillo tanto con un diodo de unión pn como con un diodo de barrera Schottky

Ejemplo 1.10 Objetivo: Calcule las corrientes en un circuito que contiene tanto un diodo de unión pn como un diodo Schottky.

Considere el circuito que se muestra en la figura 1.35. Suponga que los voltajes de conducción para el diodo de unión pn y el diodo Schottky son $V_{\gamma} = 0.7$ V y $V_{\gamma} = 0.3$ V, respectivamente. Sea $r_f = 0$ en ambos diodos.

Solución: La corriente I_1 es la diferencia de voltaje a través de R_1 dividida por la resistencia R_1 , o

$$I_1 = \frac{4 - 0.7}{4} = 0.825 \text{ mA}$$

Similarmente, la corriente I_2 es la diferencia de voltaje a través de R_2 dividida por la resistencia R_2 , o

$$I_2 = \frac{4 - 0.3}{4} = 0.925 \text{ mA}$$

Comentario: Los cálculos de CD para un circuito que contiene un diodo Schottky son los mismos que aquellos para un circuito que contiene un diodo de unión pn.

Otro tipo de unión metal-semiconductor es también posible. Un metal aplicado a un semiconductor altamente dopado forma, en la mayor parte de los casos, un *contacto óhmico*: esto es, un contacto que conduce corriente igualmente en ambas direcciones, con muy poca caída de voltaje en la unión. Los contactos óhmicos se emplean para conectar un dispositivo semiconductor a otro en un CI, o para conectar un CI a sus terminales externas.

1.5.2 Diodo Zener

Para entender el diodo Zener, debemos comprender primero el concepto de ruptura del diodo. Mencionamos antes en este capítulo que el voltaje de polarización inversa aplicado no puede aumentar sin límite. En algún punto, la corriente de polarización inversa empezará a crecer muy rápidamente. La situación recibe el nombre de ruptura, y el voltaje aplicado en ese punto se llama **voltaje de ruptura**. Las características I - V del diodo, incluyendo la ruptura, se muestran en la figura 1.36. (Aunque el voltaje de ruptu-

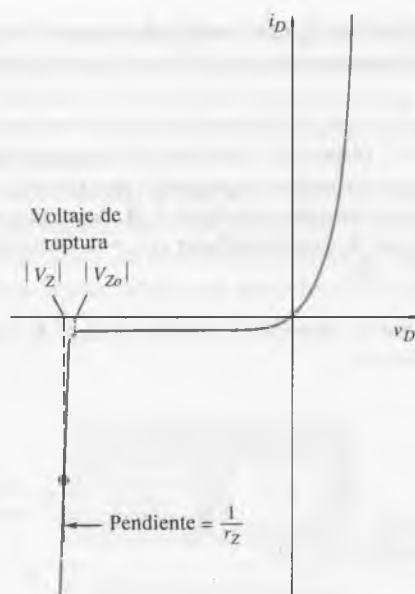


Figura 1.36 Características I - V del diodo en las que se muestran los efectos de la ruptura

ra está en el eje de voltaje negativo [polarización inversa], su valor suele darse como una cantidad positiva.)

Dos mecanismos físicos contribuyen a la ruptura de polarización inversa: el **efecto Zener** y el **efecto avalancha**. La ruptura Zener ocurre en uniones pn altamente dopadas en las cuales los electrones forman un “túnel” directamente a través de la barrera de potencial. El fenómeno túnel puede describirse mediante la mecánica cuántica pero no se discutirá aquí.

La ruptura por avalancha ocurre cuando electrones y huecos, moviéndose a través de la región del espacio-carga, adquieren suficiente energía del campo eléctrico para chocar con electrones de valencia en la región de agotamiento, generando pares electrón-hueco. Los electrones y huecos nuevamente creados se mueven en direcciones opuestas como consecuencia del campo eléctrico, sumándose por ello a la corriente de polarización inversa existente. Además, los electrones y huecos recién generados pueden adquirir suficiente energía para ionizar otros átomos, en un proceso de “avalancha”. En la mayor parte de las uniones pn, el efecto de avalancha es el mecanismo de ruptura predominante.

La gran corriente que puede existir en la ruptura puede ocasionar efectos de calentamiento y la falla catastrófica del diodo debido a la considerable disipación de potencia en el dispositivo. Sin embargo, los diodos pueden operarse en la región de ruptura limitando la corriente hasta un valor dentro de las capacidades del dispositivo. Tal diodo puede utilizarse como una referencia de voltaje constante en un circuito. El voltaje de ruptura del diodo es constante en una amplia gama de corrientes y temperaturas. La pendiente de la curva de características I - V en la ruptura es bastante grande, por lo que la resistencia incremental r_z es pequeña. Por lo común, r_z está en el intervalo de unos cuantos ohms o de decenas de ohms.

Aunque el mecanismo físico de ruptura suele ser el efecto avalancha, los diodos que operan en la región de interrupción reciben el nombre de **diodos Zener**. El símbolo de este diodo se muestra en la figura 1.37. (Note la diferencia entre este símbolo y el símbo-

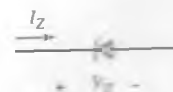


Figura 1.37 Símbolo del diodo Zener

lo del diodo Schottky.) El voltaje V_Z es el voltaje de ruptura Zener, y la corriente I_Z es la corriente de polarización inversa cuando el diodo está operando en la región de ruptura.

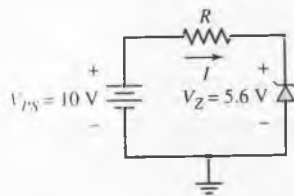


Figura 1.38 Circuito sencillo que incluye un diodo Zener

Ejemplo de diseño 1.11 Objetivo: Considere un circuito con voltaje de referencia constante simple y determine el valor de resistencia requerido para limitar la corriente en este circuito.

Considere el circuito que se muestra en la figura 1.38. Suponga que el voltaje de ruptura del diodo Zener es $V_Z = 5.6$ V y que la resistencia Zener es $r_z = 0$. Determine el valor de r necesario para limitar la corriente a $I = 3$ mA.

Solución: Como antes, podemos determinar la corriente a partir de la diferencia de voltaje en R dividida por la resistencia. Esto es,

$$I = \frac{V_{PS} - V_Z}{R}$$

La resistencia es entonces

$$R = \frac{V_{PS} - V_Z}{I} = \frac{10 - 5.6}{3} = 1.47 \text{ k}\Omega$$



Comentario: La resistencia externa al diodo Zener limita la corriente cuando el diodo está operando en la región de ruptura. En el circuito que se muestra en la figura, el voltaje de salida permanecerá constante en 5.6 V, aun cuando el voltaje de la batería y la resistencia pueden cambiar en un intervalo limitado. En consecuencia, este circuito proporciona un voltaje de salida constante.

1.5.3 El diodo emisor de luz

El **diodo emisor de luz (LED)** convierte corriente en luz. Como se explicó antes, cuando se aplica un voltaje de polarización directa a través de una unión pn, electrones y huecos fluyen a través de la región de espacio-carga y se vuelven un exceso de portadores minoritarios. Este exceso de portadores minoritarios se difunden dentro de las regiones neutras del semiconductor, donde se recombinan con portadores mayoritarios. Si el semiconductor es un **material de espacio entre bandas directo**, tal como el GaAs, los electrones y huecos pueden recombinarse sin cambio en el momento, y un fotón u onda luminosa puede emitirse. Inversamente, en un **material de espacio entre bandas indirecto** tal como el silicio, cuando un electrón y un hueco se recombinan, tanto la energía como el momento deben conservarse, por lo que la emisión de un fotón es muy poco probable. Por consiguiente, los LED se fabrican empleando GaAs u otros materiales semiconductores compuestos. En un LED, la corriente del diodo es directamente proporcional a la tasa de recombinación, lo cual quiere decir que la intensidad de la luz de salida también es proporcional a la corriente del diodo.

Los arreglos monolíticos de LED se fabrican para exhibidores numéricos y alfanuméricos, tales como el indicador de un voltmetro digital.

Un LED puede integrarse en una cavidad óptica para producir una salida de fotones con un ancho de banda muy estrecho. Tal dispositivo es un diodo láser, el cual se emplea en aplicaciones de comunicaciones ópticas.

1.5.4 Fotodiodo

Los **fotodetectores** son dispositivos que convierten las señales ópticas en señales eléctricas. Un ejemplo es el **fotodiodo**, el cual es una unión pn que opera con un voltaje de

polarización inversa. Los fotones incidentes o las ondas luminosas crean excesos de electrones y huecos en la región de espacio-carga. Este exceso de portadores son separados rápidamente y desplazados de la región de espacio-carga por el campo eléctrico, creando así una "fotocorriente". Esta fotocorriente generada es directamente proporcional al flujo de fotones incidentes.

El fotodiodo puede emplearse en conjunto con otros dispositivos. Por ejemplo, puede combinarse con un LED para crear un sistema óptico tal como el que se muestra en la figura 1.39. La señal luminosa creada puede viajar a lo largo de distancias relativamente grandes a través de la fibra óptica, debido a la baja absorción óptica en fibras ópticas de alta calidad.

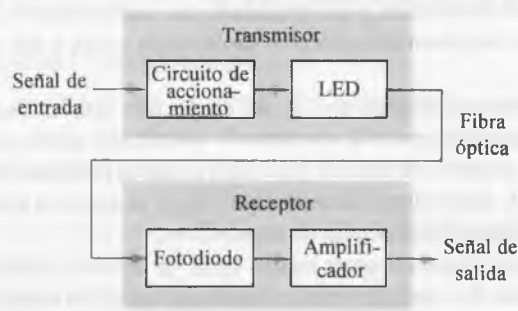


Figura 1.39 Elementos básicos en un sistema de transmisión óptico

Ejercicios

1.19 Las corrientes de saturación inversa de un diodo de unión pn y un diodo Schottky son $I_s = 10^{-12}$ A y 10^{-8} A, respectivamente. Determine los voltajes de polarización directa requeridos para producir 1 mA en cada diodo. (Res. diodo pn, $V_D = 0.539$ V; diodo Schottky, $V_D = 0.299$ V)

1.20 Un diodo de unión pn y un diodo Schottky tienen ambos corrientes de polarización directa de 1.2 mA. La corriente de saturación inversa del diodo de unión pn es $I_s = 4 \times 10^{-15}$ A. La diferencia en los voltajes de polarización directa es de 0.265 V. Determine la corriente de saturación inversa del diodo Schottky. (Res. $I_s = 1.07 \times 10^{-10}$ A)

1.21 Considere el circuito que se muestra en la figura 1.38. Determine el valor de la resistencia R requerida para limitar la potencia disipada en el diodo Zener a 10 mW. (Res. $R = 2.46$ k Ω)

1.22 Un diodo Zener tiene una resistencia en serie equivalente de 20 Ω . Si el voltaje en el diodo Zener es de 5.20 V a $I_Z = 1$ mA, determine el voltaje en el diodo a $I_Z = 10$ mA. (Res. $V_Z = 5.38$ V)

1.6 RESUMEN Y REPASO

En este capítulo, presentamos algunas de las características básicas y propiedades de los materiales semiconductores, incluyendo el concepto de electrones (carga negativa) y huecos (carga positiva) como dos portadores de carga distintos. El dopado de cristales semiconductores puros con tipos específicos de átomos de impurezas produce materiales ya sea de tipo n, los cuales tienen una preponderancia de electrones, o materiales tipo p, que tienen preponderancia de huecos.

Luego consideramos el diodo de unión pn, el cual se forma cuando una región dopada de tipo n y una región dopada de tipo p están directamente adyacentes una de la otra. Las características corriente-voltaje del diodo no son lineales: la corriente es una función exponencial del voltaje en la condición de polarización directa, y es aproximadamente cero en la condición de polarización inversa. En esta discusión se incluyeron los conceptos de capacitancia de la unión y de transitorios de conmutación cuando el diodo se conmuta de un estado de conducción a uno de apagado o viceversa.

Consideramos varios métodos para analizar circuitos con diodo. Debido a la no linealidad en las características corriente-voltaje del diodo, el análisis de los circuitos con diodo es más difícil que el de los circuitos lineales. Se presentaron varios métodos de análisis, que incluyeron el uso de técnicas de iteración y gráficas; el empleo del modelo lineal por secciones, el cual es probablemente el enfoque de análisis manual más útil; y el empleo de la simulación y del modelado por computadora. Incluidos en estas discusiones están los importantes conceptos de línea de carga y del punto de reposo o punto Q.

Después, discutimos el modelo en CA del diodo. Las señales de CA o variables en el tiempo pueden superponerse a la corriente y voltaje del diodo en CD. El circuito equivalente de señal pequeña se emplea para determinar la relación entre la corriente de CA y el voltaje de CA. Este mismo circuito equivalente se aplicará ampliamente cuando se considere la respuesta en frecuencia de transistores.

Por último, se consideraron otros cuatro tipos de diodos, cada uno de los cuales presenta características de operación particulares que son útiles en aplicaciones electrónicas específicas. El diodo de barrera Schottky (o diodo Schottky) tiene un voltaje de encendido y un tiempo de conmutación menores que el diodo de unión pn básico. El diodo Zener es una unión pn operando con polarización inversa en la región de ruptura. El diodo emisor de luz convierte la corriente en luz y el fotodiodo convierte la energía luminosa en corriente.

Las propiedades básicas del diodo y las técnicas de análisis fundamental de los circuitos con diodo se consideraron en este capítulo. El capítulo 2 considerará aplicaciones de los diodos. Se analizarán y diseñarán varios circuitos con diodo que aprovechan las características corriente-voltaje no lineales para, por ejemplo, convertir una forma de onda de la señal de entrada en otro tipo de forma de onda de salida.

PROBLEMAS

[Nota: A menos que otra temperatura se especifique, suponga que $T = 300^\circ\text{K}$ en los siguientes problemas.]

Sección 1.1 Materiales semiconductores y propiedades

- 1.1 a) Calcule la proporción de portadores intrínsecos en silicio a $T = 350^\circ\text{K}$ respecto a la de $T = 300^\circ\text{K}$. b) Repita la parte a) para el arseniuro de galio.
- 1.2 a) La concentración de portadores intrínsecos en silicio no será más grande que $n_i = 10^{12} \text{ cm}^{-3}$. Determine la temperatura máxima permisible. b) Repita la parte a) para $n_i = 10^9 \text{ cm}^{-3}$.
- 1.3 Determine la temperatura de GaAs si la concentración de portadores intrínsecos es $n_i = 10^8 \text{ cm}^{-3}$.
- 1.4 a) Encuentre las concentraciones de electrones y huecos en una muestra de silicio que tiene una concentración de átomos donadores igual a $5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. ¿El semiconductor es de tipo n o de tipo p? b) Repita la parte a) para arseniuro de galio.
- 1.5 a) Calcule las concentraciones de electrones y huecos en una muestra de semiconductor de silicio que tiene una concentración de átomos receptores igual a 10^{16} cm^{-3} . ¿El semiconductor es tipo n o tipo p? b) Repita la parte a) para el germanio.

D1.6 a) Un material semiconductor de silicio se va a diseñar de tal modo que la concentración de electrones portadores mayoritarios es $n_o = 7 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. ¿Los átomos de impurezas del donador o del receptor se debe añadir al silicio intrínseco para alcanzar esta concentración de electrones? ¿Qué concentración de átomos de impurezas dopantes se requieren? b) En este material de silicio, la concentración de huecos de portadores minoritarios no va ser mayor a $p_o = 10^6 \text{ cm}^{-3}$. Determine la máxima temperatura permisible.

1.7 Una densidad de corriente de arrastre de $J_{drf} = 60 \text{ A/cm}^2$ se requiere en arseniuro de galio tipo n que tiene una conductividad de $\sigma = 0.15 \text{ (ohm-cm)}^{-1}$. Determine el campo eléctrico requerido.

1.8 Se establece una densidad de corriente de arrastre de 85 A/cm^2 en silicio tipo n con un campo eléctrico aplicado de $E = 12 \text{ V/cm}$. Determine la conductividad del semiconductor.

1.9 Se dopa GaAs hasta $N_a = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$. a) Calcule n_o y p_o . b) Se genera un exceso de electrones y huecos de manera que $\delta n = \delta p = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. Determine la concentración total de electrones y huecos.

1.10 Repita el problema 1.9 para el germanio.

Sección 1.2 La unión pn

1.11 Calcule V_{bi} en una unión pn de silicio para: a) $N_d = N_a = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$; b) $N_d = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, $N_a = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$; y c) $N_d = N_a = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$.

1.12 Repita el problema 1.11 para arseniuro de galio.

1.13 Repita el problema 1.11 para el germanio.

1.14 Considere una unión pn de GaAs dopada uniformemente con concentraciones de impurezas de $N_a = 5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ y $N_d = 5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$. Dibuje la barrera de potencial integrada V_{bi} contra la temperatura para $200^\circ\text{K} \leq T \leq 500^\circ\text{K}$.

1.15 Una unión pn de silicio tiene una capacitancia de unión sin polarización aplicada de $C_{jo} = 1 \text{ pF}$ y concentraciones de impurezas de $N_a = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ y $N_d = 2 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. Calcule la capacitancia de unión a: a) $V_R = 1 \text{ V}$ y b) $V_R = 5 \text{ V}$.

1.16 Una unión pn de silicio tiene un voltaje de polarización inversa aplicado de $V_R = 8 \text{ V}$ y concentraciones de impurezas de $N_a = 5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ y $N_d = 1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. La capacitancia de la unión va a ser $C_j = 0.30 \text{ pF}$. Determine la capacitancia de unión sin polarización cero aplicada.

1.17 Una unión pn de silicio está dopada a $N_a = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ y $N_d = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. La capacitancia de la unión sin polarización aplicada es $C_{jo} = 0.25 \text{ pF}$. Una inductancia de 2.2 mH se coloca en paralelo con la unión pn. Calcule la frecuencia resonante f_o del circuito para voltajes de polarización inversa de: a) $V_R = 1 \text{ V}$ y b) $V_R = 10 \text{ V}$.

1.18 a) ¿A qué voltaje de polarización inversa la corriente de polarización inversa en una unión pn de silicio ideal alcanza 90 por ciento de su valor de saturación? b) ¿Cuál es la proporción entre la corriente para un voltaje de polarización directa de 0.2 V y la corriente para un voltaje de polarización inversa de 0.2 V ?

1.19 a) Determine la corriente en un diodo de unión pn de silicio ideal para voltajes de polarización directa de 0.5 , 0.6 y 0.7 V si la corriente de saturación inversa es $I_S = 10^{-11} \text{ A}$. b) Repita la parte a) para $I_S = 10^{-13} \text{ A}$.

1.20 Si $I_S = 5 \times 10^{-10} \text{ A}$ para un diodo de unión pn ideal ¿cuál debe ser el voltaje de polarización directa para producir una corriente de $2 \mu\text{A}$?

1.21 Un diodo de unión pn de silicio tiene un factor de idealidad de $n = 2$. La corriente del diodo es 1 mA cuando $V_D = 0.7 \text{ V}$. a) Encuentre la corriente de saturación inversa. b) Determine la corriente del diodo cuando el voltaje se incrementa hasta 0.8 V . c) Repita las partes a) y b) cuando el factor de idealidad es $n = 1$.

1.22 a) La temperatura aumenta hasta el punto donde la corriente de saturación inversa de un diodo de unión pn de silicio aumenta en un factor de 50 comparado con el valor a temperatura ambiente. ¿Cuál es la temperatura? b) La temperatura disminuye de modo tal que la corriente de saturación inversa es la mitad de su valor a temperatura ambiente. ¿Cuál es la temperatura?

1.23 Un diodo de unión pn de silicio tiene un voltaje de polarización directa aplicado de 0.6 V. Determine la razón de corriente a 100 °C con respecto a la de -55 °C.

1.24 a) Considere un diodo de unión pn de silicio que opera en la región de polarización directa. Determine el aumento en el voltaje de polarización directa que producirá un factor de incremento de 10 en la corriente. b) Repita la parte a) para un factor de incremento de 100 en la corriente.

Sección 1.3 Análisis del diodo en CD

1.25 Un diodo de unión pn está en serie con una resistencia de 10 MΩ y una fuente de voltaje de 1.5 V. La corriente de saturación inversa del diodo es $I_S = 30$ nA. a) Determine la corriente y el voltaje del diodo si éste está polarizado directamente. b) Repita la parte a) si el diodo está polarizado inversamente.

***1.26** El diodo en el circuito mostrado en la figura P1.26 tiene una corriente de saturación inversa de $I_S = 5 \times 10^{-13}$ A. Determine el voltaje y la corriente del diodo.

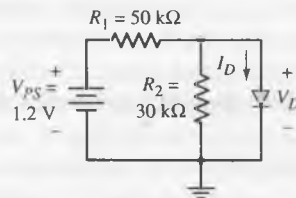


Figura P1.26

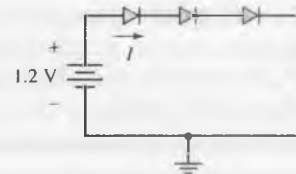


Figura P1.27

1.27 Determine la corriente I en el circuito mostrado en la figura P1.27 si cada diodo tiene una corriente de saturación inversa de $I_S = 10^{-14}$ A.

1.28 La corriente de saturación inversa de cada diodo en el circuito mostrado en la figura P1.28 es $I_S = 2 \times 10^{-13}$ A. Determine el voltaje de entrada V_I requerido para producir un voltaje de salida $V_O = 0.60$ V.

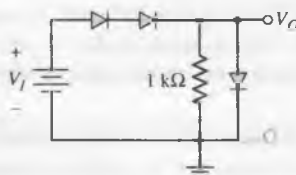


Figura P1.28

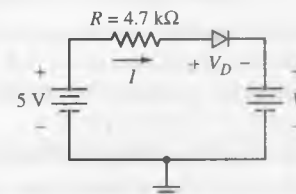


Figura P1.29

1.29 En el circuito que se muestra en la figura P1.29, encuentre el voltaje del diodo V_D y el voltaje V de la fuente tal que la corriente sea $I = 0.50$ mA. Suponga que la corriente de saturación inversa es $I_S = 5 \times 10^{-12}$ A.

1.30 El diodo de unión pn de silicio en el circuito que se muestra en la figura P1.30 tiene una corriente de saturación inversa de $I_S = 10^{-7}$ A. a) Determine la corriente y el voltaje del diodo. b) Si el voltaje de la fuente disminuye hasta $V_{PS} = 3$ V, calcule un nuevo valor de R tal que la corriente del diodo permanezca igual a la de la parte a). c) Calcule la potencia disipada en el diodo en las partes a) y b).

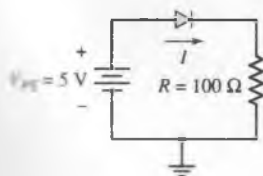


Figura P1.30

1.31 Suponga que el diodo en el circuito mostrado en la figura P1.26 tiene un voltaje de encendido de $V_\gamma = 0.7$ V. Si el voltaje de la fuente aumenta hasta $V_{PS} = 3$ V calcule la corriente del diodo I_D .

1.32 Suponga que cada diodo en el circuito que se muestra en la figura P1.32 tiene un voltaje de encendido de $V_\gamma = 0.65$ V. El voltaje de entrada es $V_I = 5$ V. Determine el valor de R_1 requerido de modo tal que I_{D1} es la mitad del valor de I_{D2} . ¿Cuáles son los valores de I_{D1} e I_{D2} ?

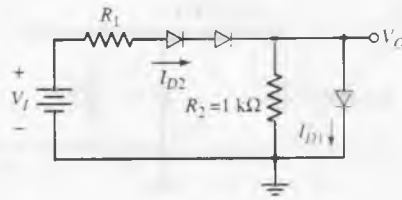


Figura P1.32

1.33 El voltaje V en la figura P1.29 es $V = 1.7$ V. Si el voltaje de encendido del diodo es $V_\gamma = 0.65$ V, determine el nuevo valor de R requerido para limitar la disipación de potencia en el diodo hasta no más de 0.20 mW.

1.34 Repita el problema 1.30 si el voltaje de encendido del diodo es $V = 0.7$ V.

Sección 1.4 Análisis de diodo de pequeña señal

1.35 a) Considere un diodo de unión pn polarizado a $I_{DQ} = 1$ mA. Un voltaje senoidal se superpone sobre V_{DQ} tal que la corriente senoidal de pico a pico es $0.05 I_{DQ}$. Encuentre el valor del voltaje senoidal de pico a pico aplicado. b) Repita la parte a) si $I_{DQ} = 0.1$ mA.

***1.36** El diodo en el circuito que se muestra en la figura P1.36 se polariza con una fuente de corriente constante I . Una señal senoidal v_s se acopla a través de R_S y C . Suponga que C es más grande de modo que actúa como un cortocircuito para la señal. a) Demuestre que la componente senoidal del voltaje del diodo está dada por

$$v_o = v_s \left(\frac{V_T}{V_T + IR_S} \right)$$

b) Si $R_S = 260 \Omega$, encuentre v_o/v_s para $I = 1$ mA, $I = 0.1$ mA e $I = 0.01$ mA.

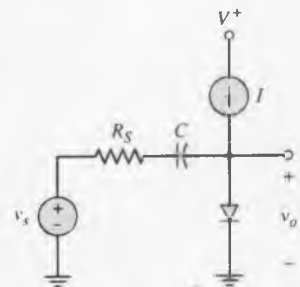


Figura P1.36

Sección 1.5 Otros tipos de diodos

1.37 Las corrientes de saturación inversa de un diodo de unión pn y un diodo Schottky son $I_S = 10^{-14}$ A y 10^{-9} A, respectivamente. Determine los voltajes de polarización directa requeridos para producir una corriente de $100 \mu\text{A}$ en cada diodo.

1.38 Un diodo de unión pn y un diodo Schottky tienen áreas de sección transversal iguales y corrientes de polarización directa de 0.5 mA. La corriente de saturación inversa del diodo Schottky es $I_S = 5 \times 10^{-7}$ A. La diferencia en los voltajes de polarización directa entre los dos diodos es de 0.30 V. Determine la corriente de saturación inversa del diodo de unión pn.

1.39 Las corrientes de saturación inversa de un diodo Schottky y de un diodo de unión pn son $I_S = 5 \times 10^{-8}$ A y 10^{-12} A, respectivamente. Los diodos están conectados en paralelo y la combinación en paralelo se activa mediante una corriente constante de 0.5 mA. a) Determine la corriente en cada diodo. b) Determine el voltaje a través de cada diodo.

***1.40** Repita el problema 1.39 para los diodos conectados en serie, con un voltaje de 0.90 V conectado a través de la combinación en serie.

1.41 Considere el circuito del diodo Zener que se muestra en la figura P1.41. El voltaje de ruptura Zener es $V_Z = 5.6 \text{ V}$ a $I_Z = 0.1 \text{ mA}$ y la resistencia Zener incremental es $r_z = 10 \Omega$. a) Determine V_O sin carga ($R_L = \infty$). b) Encuentre el cambio en el voltaje de salida si V_{PS} cambia su valor nominal en $\pm 1 \text{ V}$. c) Encuentre V_O si $V_{PS} = 10 \text{ V}$ y $R_L = 2 \text{ k}\Omega$.

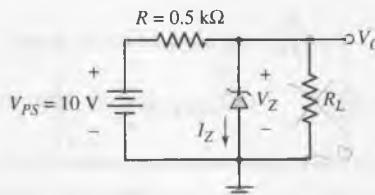


Figura P1.41

1.42 Un regulador de voltaje consiste en un diodo Zener de 6.8 V en serie con una resistencia de 200Ω y una fuente de alimentación de 9 V . a) Ignorando r_z , calcule la corriente y la disipación de potencia del diodo. b) Si la fuente de alimentación se incrementa hasta 12 V , calcule el aumento porcentual en la corriente y la disipación de potencia del diodo.

***1.43** Considere el circuito del diodo Zener que se presenta en la figura P1.41. El voltaje del diodo Zener es $V_Z = 6.8 \text{ V}$ a $I_Z = 0.1 \text{ mA}$ y la resistencia Zener incremental es $r_z = 20 \Omega$. a) Calcule V_O sin carga ($R_L = \infty$). b) Encuentre el cambio en el voltaje de salida cuando se conecta una resistencia de carga de $R_L = 1 \text{ k}\Omega$.

PROBLEMAS DE SIMULACIÓN POR COMPUTADORA

1.44 Use PSpice para obtener la característica corriente-voltaje ideal de un diodo a partir de un voltaje de polarización inversa de 5 V correspondiente a una corriente de polarización directa de 10 mA , para un valor del parámetro I_S de: a) 10^{-14} A y b) 10^{-10} A . Utilice los valores por omisión en todos los demás parámetros.

1.45 Utilice PSpice para obtener la característica I-V de un diodo con $I_S = 10^{-12} \text{ A}$ a temperaturas de: a) $T = 0^\circ \text{C}$, b) $T = 25^\circ \text{C}$, c) $T = 75^\circ \text{C}$ y d) $T = 125^\circ \text{C}$. Grafique las características de un voltaje de polarización inversa de 5 V para una corriente de polarización directa de 10 mA .

1.46 Considere el circuito que se muestra en la figura 1.30a con $V_{PS} = 5 \text{ V}$. Sea $I_S = 10^{-14} \text{ A}$ y suponga que v_i es una fuente senoidal con un valor pico de 0.25 V . Elija valores de R para generar corrientes del diodo de punto de reposo de aproximadamente 0.1 , 1.0 y 10 mA . A partir de un análisis en PSpice, determine los valores pico de la corriente senoidal del diodo y el voltaje senoidal del diodo para cada corriente del diodo de CD. Compare la relación entre la corriente del diodo de CA y el voltaje para la ecuación (1.24b), donde r_d está dada por la ecuación (1.25). ¿Los resultados de PSpice se comparan favorablemente con los determinados en forma teórica?

PROBLEMAS DE DISEÑO

[Nota: Cada diseño debe verificarse por medio de una simulación PSpice.]

***D1.47** Diseñe un circuito para obtener las características mostradas en la figura P1.47, donde i_D es la corriente del diodo y v_i es el voltaje de entrada. Suponga que el diodo tiene parámetros lineales por secciones de $V_\gamma = 0.7 \text{ V}$ y $r_f = 0$.

***D1.48** Diseñe un circuito para obtener las características mostradas en la figura P1.48, donde v_i es el voltaje de entrada e i_i es la corriente proporcionada por v_i . Suponga que cualquiera de los diodos en el circuito tiene parámetros lineales por secciones de $V_\gamma = 0.7 \text{ V}$ y $r_f = 0$.

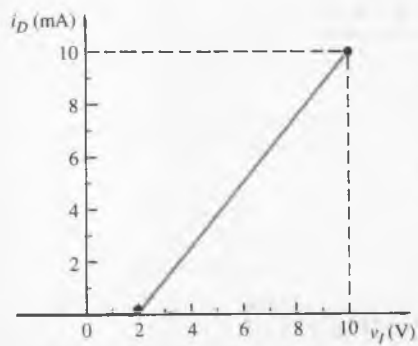


Figura P1.47

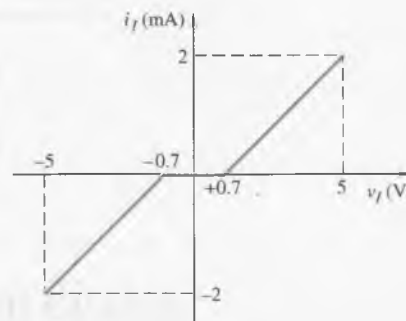


Figura P1.48

***D1.49** Diseñe un circuito para producir las características mostradas en la figura P1.49, donde v_O es el voltaje de salida y v_I es el voltaje de entrada.

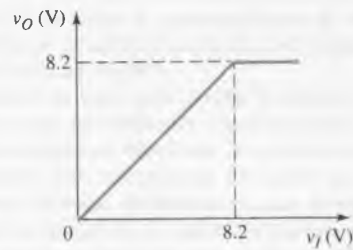


Figura P1.49

Circuitos con diodos

En el capítulo anterior, estudiamos algunas de las propiedades de los materiales semiconductores e introdujimos el diodo de unión pn. Presentamos la relación corriente-voltaje ideal y consideramos el modelo lineal por secciones, el cual simplifica el análisis en CD de los circuitos con diodo. En este capítulo, abordaremos varias aplicaciones y circuitos con diodo, que se emplean para efectuar funciones particulares. Continuaremos con el uso del modelo lineal por secciones en nuestros análisis manuales.

Una aplicación importante de los diodos en los circuitos electrónicos es la conversión de un voltaje de CA a un voltaje de CD, tal como el correspondiente al de una fuente de alimentación en CD, el cual se usa para polarizar circuitos y sistemas electrónicos. Los circuitos rectificadores que contienen diodos efectúan esta conversión.

Algunos circuitos con diodos se usan para limitar o recortar porciones de una señal que están arriba o abajo de algún nivel de referencia. Estos circuitos se llaman limitadores. Otros circuitos con diodo, llamados sujetadores, desplazan la señal entera en cierto valor de CD. Los circuitos limitadores y sujetadores son circuitos de formación de onda en el sentido de que transforman la forma de onda de la señal de entrada en una forma de onda de salida diferente.

Los diodos Zener, los cuales operan en la región de ruptura en polarización inversa, tienen la ventaja de que el voltaje a través del diodo en esta región es casi constante sobre una amplia gama de corrientes. Estos diodos se usan en circuitos de referencia de voltaje o en circuitos reguladores de voltaje. En este capítulo examinamos primero un circuito regulador de voltaje ideal y consideramos después un efecto no ideal en este tipo de circuito.

Ciertos circuitos de diodo pueden realizar funciones lógicas digitales, tales como AND y OR. Estos dos circuitos específicos se describen y analizan también.

Por último, tratamos los circuitos de dos diodos especiales: el diodo emisor de luz (LED) y el fotodiodo. Un circuito LED se emplea en exhibidores, tales como el indicador numérico de siete segmentos. El circuito de fotodiodo se utiliza para detectar la presencia o ausencia de luz y convertir esta información en una señal eléctrica. ●

2.1 CIRCUITOS RECTIFICADORES

La rectificación es el proceso de convertir un voltaje alterno (CA) en uno que está limitado a una polaridad. El diodo es útil para esta función debido a sus características no lineales, esto es, la corriente existe para una polaridad de voltaje, pero es esencialmente cero para la polaridad opuesta.

La rectificación se clasifica como de **media onda** u **onda completa**, siendo la de media onda la más simple. Los circuitos rectificadores se emplean en fuentes de alimentación (figura 2.1) utilizados para polarizar circuitos y sistemas electrónicos.

2.1.1 Rectificación de media onda

La figura 2.2a muestra a un diodo individual en serie con una fuente de voltaje de CA y una resistencia. Éste es el mismo circuito considerado en el último capítulo para una

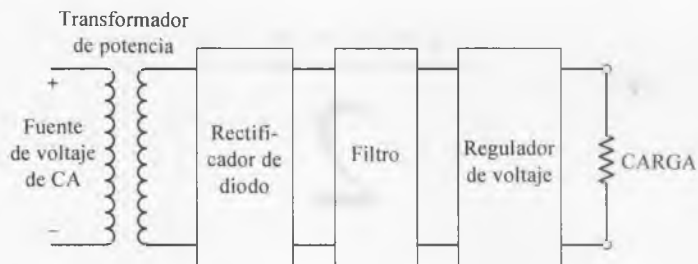


Figura 2.1 Diagrama de bloques de una fuente de alimentación

fuentes de voltaje constante de CD. Emplearemos el enfoque lineal por secciones, para analizar este circuito, suponiendo que la resistencia directa del diodo $r_f = 0$ cuando el diodo está "encendido".

La figura 2.2b muestra las características de transferencia de voltaje, v_O contra v_I , para el circuito. Para $v_I < 0$, el diodo está polarizado inversamente, lo cual significa que la corriente es cero y el voltaje de salida es cero. Mientras $v_I < V_\gamma$, el diodo no estará conduciendo, por lo que el voltaje de salida seguirá siendo cero. Cuando $v_I > V_\gamma$, el diodo se polariza directamente y se induce corriente en el circuito. En este caso podemos escribir

$$i_D = \frac{v_I - V_\gamma}{R} \quad (2.1a)$$

y

$$v_O = i_D R = v_I - V_\gamma \quad (2.1b)$$

Para $v_I > V_\gamma$, la pendiente de la curva de transferencia es 1.

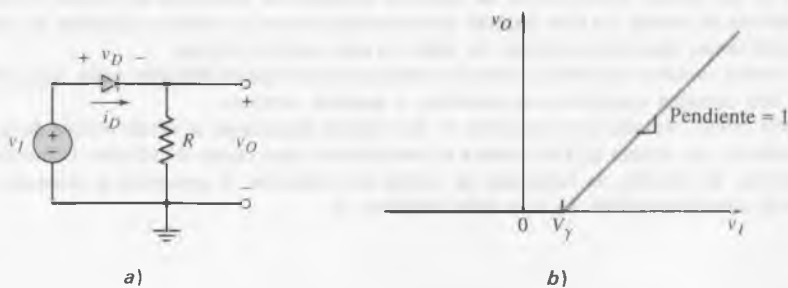


Figura 2.2 Diodo en serie con una fuente de potencia de CA: a) circuito y b) características de transferencia de voltaje

Si v_I es una señal senoidal, como se muestra en la figura 2.3a, el voltaje de salida puede encontrarse utilizando la curva de transferencia de voltaje de la figura 2.2b. Para $v_I \leq V_\gamma$, el voltaje de salida es cero; para $v_I > V_\gamma$, la salida está dada por la ecuación (2.1b), o

$$v_O = v_I - V_\gamma$$

y se muestra en la figura 2.3b. Podemos observar que mientras la señal de entrada v_I alterna la polaridad y tiene un valor promedio en el tiempo de cero, el voltaje de salida v_O es unidireccional y tiene un valor promedio que no es cero. La señal de entrada es en consecuencia rectificada. Además, puesto que el voltaje de salida aparece sólo durante el ciclo positivo de la señal de entrada, el circuito recibe el nombre de **rectificador de media onda**.

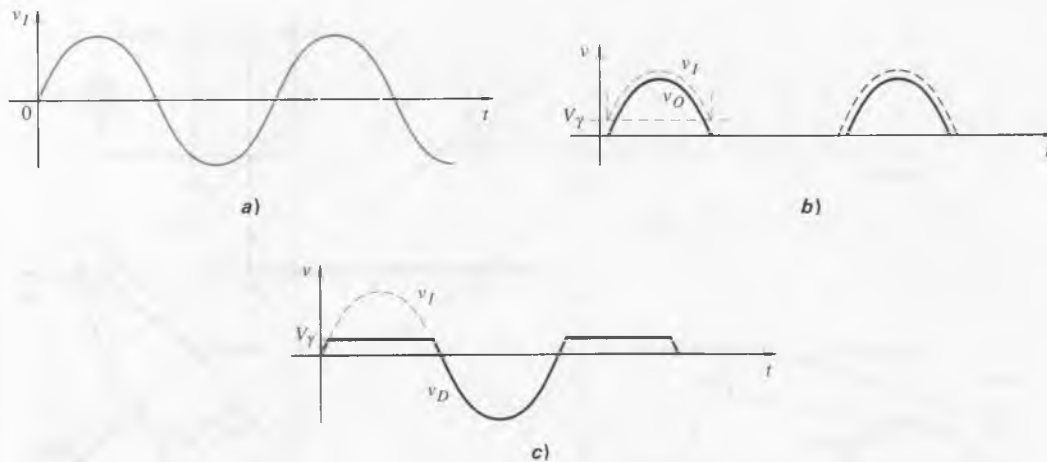


Figura 2.3 Circuito rectificador de media onda: a) voltaje de entrada senoidal, b) voltaje de salida y c) voltaje del diodo

Cuando el diodo se apaga y no conduce, no ocurre caída de voltaje en la resistencia R ; en consecuencia, el voltaje de la señal de entrada completa aparece en el diodo (figura 2.3c). Por lo tanto, el diodo debe ser capaz de manejar la corriente pico en el sentido directo y soportar el voltaje de polarización inversa más grande sin llegar a la ruptura.

Ejemplo 2.1 Objetivo: Calcule el voltaje de salida promedio a través de una carga resistiva en un circuito rectificador de media onda.

Suponga que la señal de entrada para el circuito de la figura 2.2 es $v_I = 160 \sin [2\pi 60t]$ V. Suponga también un diodo ideal cuyo voltaje de encendido es $V_\gamma = 0$. Puesto que los voltajes de la señal son mucho mayores que 0.6 V, dejando $V_\gamma = 0$ es una buena aproximación.

Solución: En este caso, cuando $v_I \geq 0$, entonces $v_O = v_I$, y cuando $v_I < 0$, entonces $v_O = 0$, como se indica en la figura 2.3b. El voltaje de salida promedio es

$$v_O(\text{prom}) = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} 160 \sin \left[\frac{2\pi t}{T} \right] dt = \frac{160}{\pi} = 50.9 \text{ V}$$

donde T es el periodo de la señal de entrada de 60 Hz.

Comentario: Sólo la mitad positiva del voltaje de entrada senoidal aparece a la salida; por tanto, el promedio de la señal de salida no es cero. Esto significa que se genera una componente de CD de voltaje a la salida del circuito rectificador.

El concepto de línea de carga puede ayudar a visualizar la operación del circuito rectificador de media onda. La figura 2.4a muestra la entrada de la onda senoidal. La figura 2.4b muestra las características lineales por secciones del diodo, junto con las líneas de carga a diferentes tiempos. Debido a que la resistencia R es una constante, la pendiente de las líneas de carga permanece constante. Sin embargo, puesto que la magnitud del voltaje de la fuente de alimentación varía con el tiempo, la magnitud de la línea

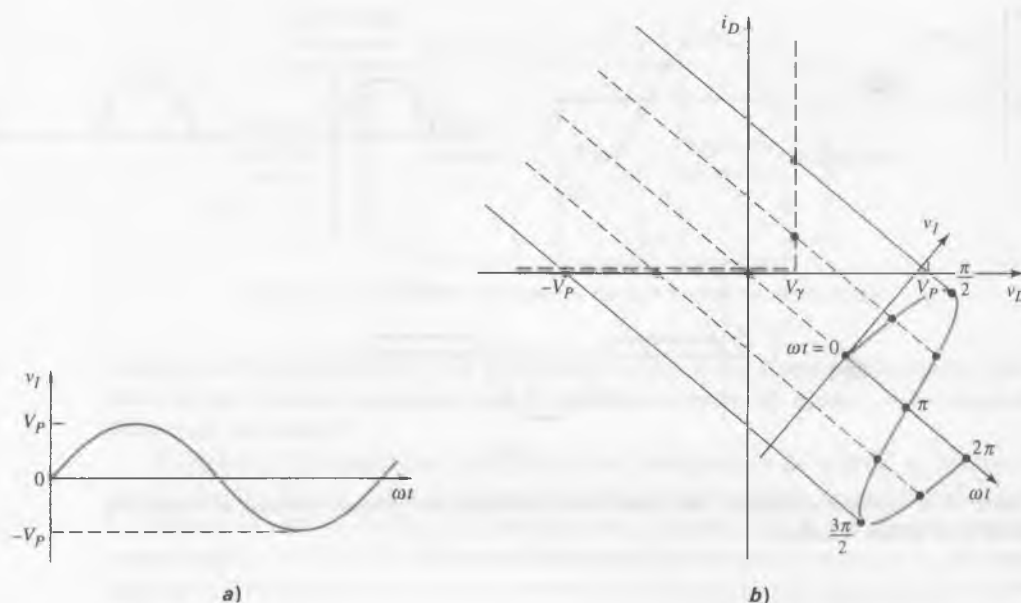


Figura 2.4 Operación del circuito rectificador de media onda: a) voltaje de entrada senoidal y b) características lineales por secciones del diodo y línea de carga del circuito en distintos tiempos

de carga también cambia con el tiempo. Cuando la línea de carga cubre la característica $I - V$ del diodo, el voltaje de salida, el voltaje del diodo y la corriente del diodo pueden determinarse como una función del tiempo.

Si un capacitor se agrega en paralelo con la resistencia, para formar un circuito de filtrado sencillo (figura 2.5a), podemos empezar a transformar la salida senoidal de media onda en un voltaje de CD. La figura 2.5b muestra la mitad positiva de la onda senoidal de salida, y la parte inicial del voltaje en el capacitor, suponiendo que éste se encuentra inicialmente descargado. Si suponemos que la resistencia directa del diodo es $r_f = 0$, lo cual significa que la constante de tiempo $r_f C$ es cero, el voltaje en el capacitor sigue esta porción inicial del voltaje de la señal. Cuando el voltaje de la señal alcanza su pico y empieza a disminuir, el voltaje en el capacitor también empieza a decrecer, lo cual significa que el capacitor empieza a descargarse. La única trayectoria de corriente de descarga es a través de la resistencia. Si la constante de tiempo RC es grande, el voltaje en el capacitor se descarga exponencialmente con el tiempo (figura 2.5c). Durante este intervalo de tiempo, el diodo está apagado.

Un análisis más detallado de la respuesta del circuito cuando el voltaje de entrada está cerca de su valor pico, indica una diferencia entre la operación real del circuito y la descripción cualitativa. Si suponemos que el diodo se apaga inmediatamente cuando el voltaje de entrada empieza a disminuir a partir de su valor pico, entonces el voltaje de salida disminuirá exponencialmente con el tiempo, como se indicó previamente. Un dibujo exagerado de estos dos voltajes se muestra en la figura 2.5d. El voltaje de salida disminuye a una tasa más rápida que el voltaje de entrada, lo que quiere decir que en el tiempo t_1 , la diferencia entre v_i y v_o , esto es, el voltaje a través del diodo, es mayor que V_γ . Sin embargo, esta condición no puede existir. En consecuencia, el diodo no se apaga de inmediato. Si la constante de tiempo RC es grande, hay una pequeña diferencia entre el tiempo del voltaje pico de entrada y el tiempo en el que el diodo se apaga. En esta situación, un análisis por computadora puede brindar resultados más precisos que un análisis manual aproximado.

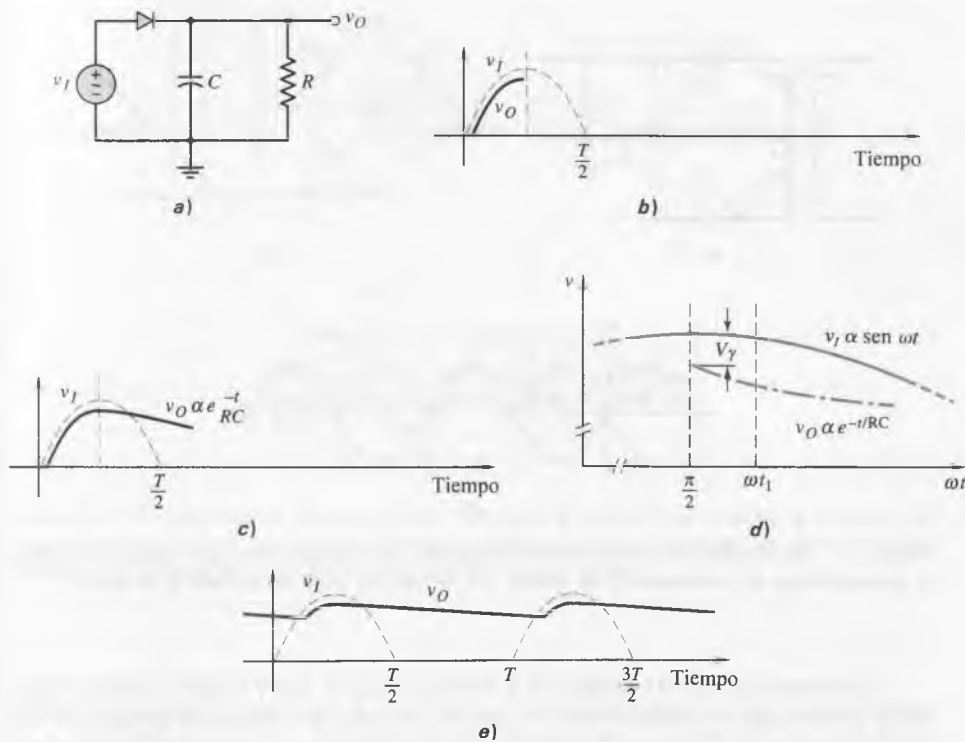


Figura 2.5 Circuito con filtro simple: a) rectificador de media onda con un filtro RC, b) voltaje de entrada positivo y porción inicial del voltaje de salida, c) voltaje de salida que resulta de la descarga del capacitor, d) vista ampliada de los voltajes de entrada y salida suponiendo que la descarga del capacitor inicia en $\omega t = \pi/2$ y e) voltajes de entrada y de salida de estado estable.

Durante el siguiente ciclo positivo del voltaje de entrada, hay un punto en el cual el voltaje de entrada es mayor que el voltaje del capacitor y el diodo vuelve a conducir. Permanece así hasta que la entrada alcanza su valor máximo y el voltaje del capacitor recobra su valor por completo.

Puesto que el capacitor elimina una gran parte de la señal senoidal filtrándola, recibe el nombre de **capacitor de filtrado**. El voltaje de salida de estado estable del filtro RC se muestra en la figura 2.5e.

2.1.2 Rectificación de onda completa

El voltaje de salida final de un circuito rectificador de media onda, tal como el que acabamos de describir, puede contener un **rizo** inaceptable. Una gran parte de ese rizo puede eliminarse empleando un rectificador de onda completa. Un rectificador de onda completa transfiere energía a la señal de salida durante ambas mitades de la señal de entrada de la onda senoidal.

Un circuito rectificador de onda completo se muestra en la figura 2.6a. La entrada al rectificador consta de un transformador de potencia, en el cual la entrada es normalmente una señal de CA de 120 V (rms), 60 Hz, y las dos salidas provienen del devanado secundario con derivación central que proporciona voltajes iguales v_s , con las polaridades mostradas. Cuando el voltaje de línea de entrada es positivo, ambos voltajes de la señal de salida v_s son también positivos.

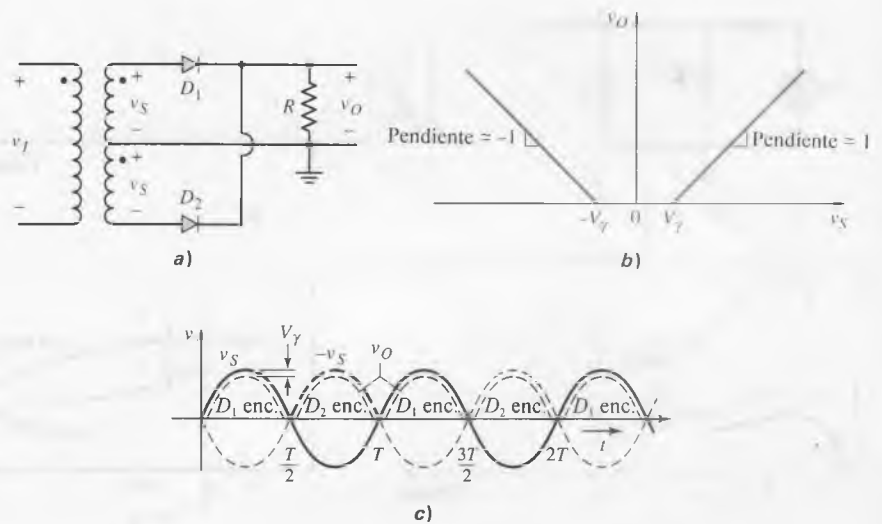


Figura 2.6 Rectificador de onda completa: a) circuito con transformador con derivación central, b) características de transferencia de voltaje y c) formas de onda de entrada y de salida

El devanado primario conectado a la fuente de CA de 120 V tiene N_1 espiras y cada mitad del devanado secundario tiene N_2 espiras. El valor del voltaje de salida v_S es 120 (N_2/N_1) volts (rms). La **relación de vueltas** del transformador, designada comúnmente por (N_1/N_2), puede diseñarse para “reducir” el voltaje de línea de entrada hasta un valor que producirá un voltaje de salida de CD particular del rectificador.

El transformador de potencia de entrada brinda también aislamiento eléctrico entre el circuito de la línea de alimentación y los circuitos electrónicos que van a ser polarizados por el circuito rectificador. Este aislamiento reduce el riesgo de choque eléctrico.

Durante el semiciclo positivo del voltaje de entrada, ambos voltajes de salida v_S son positivos; por consiguiente, el diodo D_1 está polarizado directamente y conduciendo y D_2 está polarizado inversamente y apagado. La corriente a través de D_1 y la resistencia de salida producen un voltaje de salida positivo. Durante el semiciclo negativo, D_1 está apagado y D_2 está polarizado directamente, o “encendido”, y la corriente a través de la resistencia de salida produce también en este caso un voltaje de salida positivo. Si suponemos que la resistencia directa del diodo r_f de cada diodo es pequeña y despreciable, obtenemos las características de transferencia de voltaje, v_O contra v_S , ilustradas en la figura 2.6b.

Para un voltaje de entrada senoidal podemos determinar el voltaje de salida contra el tiempo por medio de la curva de transferencia de voltaje que se muestra en la figura 2.6b. Cuando $v_S > V_\gamma$, D_1 está encendido y el voltaje de salida es $v_O = v_S - V_\gamma$. Cuando v_S es negativo, entonces para $v_S < -V_\gamma$ o $-v_S > V_\gamma$, D_2 está encendido y el voltaje de salida es $v_O = -v_S - V_\gamma$. Las señales de voltaje de entrada y salida correspondientes se muestran en la figura 2.6c. Puesto que un voltaje de salida rectificado ocurre tanto durante el ciclo positivo como en el transcurso del negativo de la señal de entrada, este circuito es llamado **rectificador de onda completa**.

Otro ejemplo de un circuito rectificador de onda completa se muestra en la figura 2.7a. Este circuito es un **punto rectificador**, el cual continúa brindando aislamiento eléctrico entre la línea de alimentación de CA de y la salida del rectificador, pero no requiere un devanado secundario con derivación central. Sin embargo, utiliza cuatro diodos, en comparación con sólo dos en el circuito anterior.

Durante la mitad positiva del ciclo del voltaje de entrada, v_S es positivo, D_1 y D_2 están polarizados directamente, D_3 y D_4 están polarizados inversamente, y el voltaje de

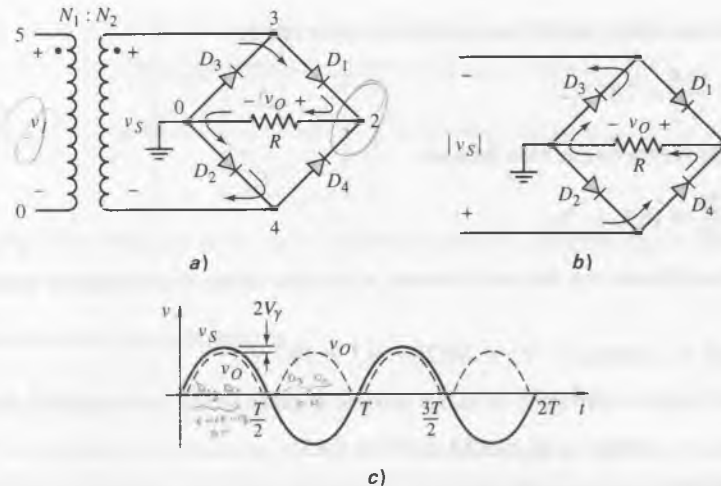


Figura 2.7 Un rectificador puente de onda completa: a) circuito que muestra la dirección de la corriente en un ciclo de entrada positivo, b) dirección de la corriente en un ciclo de entrada negativo y c) formas de onda del voltaje de entrada y de salida

salida v_o se muestra en la figura 2.7a. Durante el semiciclo negativo del voltaje de entrada, v_s es negativo, y D_2 y D_4 están polarizados directamente. La dirección de la corriente, mostrada en la figura 2.7b, produce la misma polaridad del voltaje de salida que antes.

La figura 2.7c muestra el voltaje senoidal v_s y el voltaje de salida rectificado v_o . Debido a que los dos diodos están en serie en la trayectoria de conducción, el voltaje v_o es igual a la magnitud de v_s menos dos caídas de diodo.

Ejemplo 2.2 Objetivo: Compare los voltajes y la relación de vueltas del transformador en dos circuitos rectificadores de onda completa.

Considere los circuitos rectificadores que se muestran en las figuras 2.6a y 2.7a. Suponga que el voltaje de entrada es de una fuente de CA de 120 V (rms), 60 Hz. El voltaje de salida pico deseado v_o es 9 V, y el voltaje de encendido del diodo se supone que será $V_\gamma = 0.7$ V.

Solución: Para el circuito del transformador con derivación central que se presenta en la figura 2.6a, un voltaje pico de $v_o(\text{máx}) = 9$ V significa que el valor pico de v_s es

$$v_s(\text{máx}) = v_o(\text{máx}) + V_\gamma = 9 + 0.7 = 9.7 \text{ V}$$

Para una señal senoidal, esto produce un valor rms de

$$v_{s,\text{rms}} = \frac{9.7}{\sqrt{2}} = 6.86 \text{ V}$$

La relación de vueltas del primario con respecto a cada devanado secundario debe ser entonces

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{120}{6.86} \cong 17.5$$

Para el circuito puente mostrado en la figura 2.7a, un voltaje pico de $v_o(\text{máx}) = 9$ V significa que el valor pico de v_s es

$$v_s(\text{máx}) = v_o(\text{máx}) + 2V_\gamma = 9 + 2(0.7) = 10.4 \text{ V}$$

25 120.7

En el caso de una señal senoidal, esto produce un valor rms de

$$v_{s,rms} = \frac{10.4}{\sqrt{2}} = 7.35 \text{ V}$$

La relación de vueltas en este caso debe ser

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{120}{7.35} \approx 16.3$$

Para el rectificador con derivación central, el máximo voltaje de polarización inversa en un diodo es

$$v_R(\text{máx}) = 2v_s(\text{máx}) - V_g = 2(9.7) - 0.7 = 18.7 \text{ V}$$

En el caso del puente rectificador, el voltaje máximo de polarización inversa en el diodo es

$$v_R(\text{máx}) = v_s(\text{máx}) - V_g = 10.4 - 0.7 = 9.7 \text{ V}$$

Comentario: Estos cálculos demuestran las ventajas del puente rectificador con respecto al circuito que utiliza transformador con derivación central. Primero, sólo cerca de la mitad de vueltas se requieren para el devanado secundario en el puente rectificador. Esto es cierto debido a que sólo la mitad del devanado secundario del transformador con derivación central se utiliza en todo momento. Segundo, en el circuito puente, el voltaje pico de polarización inversa que cualquier diodo debe soportar sin ruptura es sólo la mitad del correspondiente al circuito del transformador con derivación central.

Debido a estas ventajas, el circuito puente rectificador se usa con mayor frecuencia que el circuito del transformador con derivación central. Como con el rectificador de media onda, un capacitor puede conectarse en paralelo con R para brindar filtrado. La figura 2.8 muestra la respuesta de salida de un rectificador de onda completa con un filtro RC.

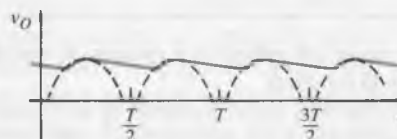


Figura 2.8 Respuesta de salida en estado estable de un rectificador de onda completa con un filtro RC

2.1.3 Voltaje de rizo y corriente de diodo

El efecto de rizo a la salida de un circuito rectificador con filtrado puede verse en la forma de onda de salida de la figura 2.8. El capacitor se carga hasta su valor de voltaje pico cuando la señal de entrada está en su valor pico. Cuando disminuye la entrada, el diodo se polariza inversamente y el capacitor se descarga a través de la resistencia de salida R . La figura 2.9 muestra también el voltaje de salida filtrado de un rectificador de onda completa. La determinación del voltaje de rizo es necesaria para el diseño de un circuito con una cantidad de rizo aceptable.

En una buena aproximación, el voltaje de salida, esto es, el voltaje a través del capacitor o del circuito RC , puede escribirse como

$$v_O(t) = V_M e^{-t'/RC} = V_M e^{-t'/RC} \quad (2.2)$$

donde t' es el tiempo que transcurre después de que la salida ha alcanzado su valor pico y RC es la constante de tiempo del circuito.

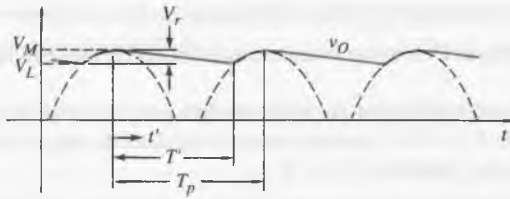


Figura 2.9 Voltaje de salida de un rectificador de onda completa con un filtro RC

El voltaje de salida más pequeño es

$$V_L = V_M e^{-T'/RC} \quad (2.3)$$

donde T' es el tiempo de descarga, como se indica en la figura.

El **voltaje de rizo** V_r se define como la diferencia entre V_M y V_L y se determina por medio de

$$V_r = V_M - V_L = V_M(1 - e^{-T'/RC}) \quad (2.4)$$

Normalmente, deseamos que el tiempo de descarga T' sea pequeño comparado con la constante de tiempo, o $T' \ll RC$. Al desarrollar la exponencial en serie y conservar sólo los términos lineales de esa expansión, tenemos la aproximación

$$e^{-T'/RC} \cong 1 - \frac{T'}{RC} \quad (2.5)$$

El voltaje de rizo puede escribirse ahora como

$$V_r \cong V_M \left(\frac{T'}{RC} \right) \quad (2.6)$$

Puesto que el tiempo de descarga T' depende de la constante de tiempo RC , la ecuación (2.6) es difícil de resolver. Sin embargo, si el efecto de rizo es pequeño, entonces como una aproximación, podemos dejar $T' = T_p$, de manera que

$$V_r \cong V_M \left(\frac{T_p}{RC} \right) \quad (2.7)$$

donde T_p es el tiempo entre valores pico del voltaje de salida. En un rectificador de onda completa, T_p es una de las mitades del periodo de la señal, por tanto, podemos relacionar T_p con la frecuencia de la señal,

$$f = \frac{1}{2T_p}$$

El voltaje de rizo es entonces

$$V_r = \frac{V_M}{2fRC} \quad (2.8)$$

En un rectificador de media onda, el tiempo T_p corresponde a un periodo completo (no a medio periodo) de la señal, de manera que el factor 2 no aparece en la ecuación (2.8).

La ecuación (2.8) puede emplearse para determinar el valor del capacitor requerido para un voltaje de rizo particular.

Ejemplo 2.3 Objetivo: Determine la capacitancia requerida para producir un voltaje de rizo particular.

Considere un circuito rectificador de onda completa con una señal de entrada de 60 Hz y un voltaje pico de salida de $V_M = 10$ V. Suponga que la resistencia de carga de salida es $R = 10$ k Ω y el voltaje de rizo va a estar limitado a $V_r = 0.2$ V.

Solución: De la ecuación (2.8), es posible escribir

$$C = \frac{V_M}{2fRV_r} = \frac{10}{2(60)(10 \times 10^3)(0.2)} \Rightarrow 41.7 \mu\text{F}$$

Comentario: Si el voltaje de rizo se quiere limitar a un valor más pequeño, es necesario emplear un capacitor de filtrado más grande.

El diodo en un circuito rectificador con filtrado conduce durante un breve intervalo Δt cerca del pico de la señal de entrada senoidal (figura 2.10a). La corriente del diodo suministra parte de la carga perdida por el capacitor durante el tiempo de descarga. Si ignoramos el voltaje de encendido del diodo, entonces

$$V_M \cos(\omega\Delta t) = V_M - V_r \quad (2.9)$$

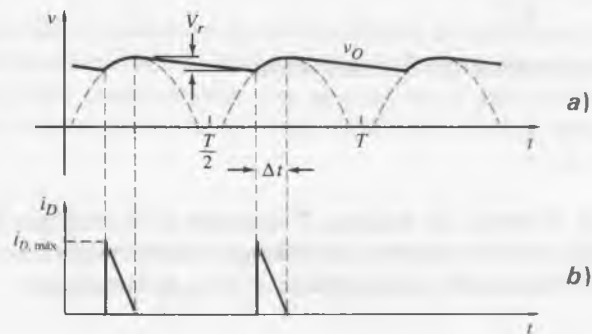


Figura 2.10 Salida de un rectificador de onda completa con un filtro RC a) tiempo de conducción del diodo y b) corriente del diodo

Si el voltaje de rizo es pequeño, entonces $\omega\Delta t$ es pequeño. Por tanto,

$$\cos(\omega\Delta t) \cong 1 - \frac{1}{2}(\omega\Delta t)^2 \quad (2.10)$$

Combinando las ecuaciones (2.9) y (2.10), encontramos que

$$\omega\Delta t = \sqrt{\frac{2V_r}{V_M}} \quad (2.11)$$

La carga suministrada al capacitor a través del diodo es

$$Q_{\text{sup}} = i_{C,\text{prom}}\Delta t \quad (2.12a)$$

La carga perdida por el capacitor durante el tiempo de descarga es

$$Q_{\text{lost}} = CV_r \quad (2.12b)$$

Para encontrar la corriente promedio del diodo $i_{D,\text{prom}}$ durante la conducción, igualamos estas dos ecuaciones y se obtiene

$$i_{C,\text{prom}} = \frac{CV_r}{\Delta t} \quad (2.13)$$

donde $i_{C,\text{prom}}$ es la corriente promedio a través del capacitor durante el ciclo de carga. Por medio de la ecuación (2.11), podemos escribir la ecuación (2.13) como

$$i_{C,\text{prom}} = 2\pi f \frac{CV_r}{\sqrt{\frac{2V_r}{V_M}}} \quad (2.14)$$

Por último, mediante la frecuencia obtenida de la ecuación (2.8), se tiene

$$i_{C,\text{prom}} = \pi \left(\frac{V_M}{R} \right) \sqrt{\frac{V_M}{2V_r}} \quad (2.15)$$

La figura 2.11 muestra el circuito equivalente de un rectificador de onda completa durante un semiciclo de la señal senoidal de entrada. Para este circuito, podemos escribir

$$i_D = i_C + i_R \quad (2.16)$$

En el caso de un voltaje de rizo pequeño, la corriente de carga i_R es aproximadamente una constante e igual a

$$i_R \cong V_M/R$$

Las corrientes promedio en el diodo y el capacitor durante el ciclo de carga están relacionadas por

$$i_{D,\text{prom}} = i_{C,\text{prom}} + \frac{V_M}{R} \quad (2.17)$$

Al combinar las ecuaciones (2.17) y (2.15), la corriente promedio del diodo durante su tiempo de conducción en un circuito rectificador de onda completa es

$$i_{D,\text{prom}} = \frac{V_M}{R} \left(1 + \pi \sqrt{\frac{V_M}{2V_r}} \right) \quad (2.18)$$

La forma de esta ecuación puede ser un poco confusa. De la ecuación (2.14), vemos que $i_{C,\text{prom}}$ es cero si el voltaje de rizo es cero. Según la ecuación (2.17), la corriente promedio del diodo en este caso ideal es entonces V_M/R y no se vuelve infinita como podría sugerir la ecuación (2.18).

Para determinar la corriente pico o máxima del diodo, utilizamos la ecuación (2.16) y hacemos

$$i_C = C(dv_O/dt)$$

donde la derivada se evalúa en el punto donde el diodo se enciende primero. Encontramos que

$$i_{D,\text{máx}} = \frac{V_M}{R} \left(1 + 2\pi \sqrt{\frac{V_M}{2V_r}} \right) \quad (2.19)$$

Durante el tiempo de conducción del diodo, para voltajes de rizo pequeños, la corriente a través del capacitor es mucho más grande que la corriente de carga. Cuando

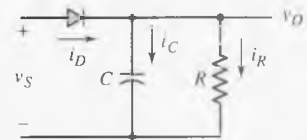


Figura 2.11 Circuito equivalente de un rectificador de onda completa durante el ciclo de carga del capacitor

comparamos las ecuaciones (2.18) y (2.19), vemos que

$$i_{D,\text{máx}} \cong 2i_{D,\text{prom}}$$

La corriente resultante del diodo se aproxima a una onda triangular, como se muestra en la figura 2.10b.

En el rectificador de onda completa, la corriente promedio del diodo sobre un periodo completo de la señal de entrada es el porcentaje del tiempo que el diodo conduce multiplicado por $i_{D,\text{prom}}$, según indica la ecuación (2.18). El porcentaje del tiempo que un diodo conduce es

$$\frac{\omega \Delta t}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2V_r}{V_M}} \quad (2.20)$$

con base en la ecuación (2.11). La corriente promedio del diodo sobre el periodo completo de la señal de entrada es entonces

$$i_{D(\text{prom})} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2V_r}{V_M}} \left[\left(\frac{V_M}{R} \right) \left(1 + \pi \sqrt{\frac{V_M}{2V_r}} \right) \right] \quad (2.21)$$



Ejemplo de diseño 2.4 Objetivo: Diseñe un rectificador de onda completa para cumplir especificaciones particulares.

Un rectificador de onda completa se va a diseñar para producir un voltaje de salida pico de 12 V, entregar 120 mA a la carga y producir una salida con un rizo de no más de 5 por ciento. Se dispone un voltaje de línea de entrada de 120 V (rms) y 60 Hz.

Solución: Se utilizará un puente rectificador de onda completa, debido a las ventajas señaladas previamente. La resistencia de carga efectiva es

$$R = \frac{V_O}{I_L} = \frac{12}{0.12} = 100 \, \Omega$$

Suponiendo un voltaje de conducción del diodo de 0.7 V, el valor pico de v_S es

$$v_{S(\text{máx})} = v_{O(\text{máx})} + 2V_r = 12 + 2(0.7) = 13.4 \, \text{V}$$

Para una señal senoidal, esto produce un valor de voltaje rms de

$$v_{S,\text{rms}} = \frac{13.4}{\sqrt{2}} = 9.48 \, \text{V}$$

La relación de vueltas del transformador es entonces

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{120}{9.48} = 12.7$$

Para un rizo del 5 por ciento, el voltaje de rizo es

$$V_r = (0.05)V_M = (0.05)(12) = 0.6 \, \text{V}$$

De acuerdo con la ecuación (2.8), vemos que el capacitor de filtrado requerido es

$$C = \frac{V_M}{2fRV_r} = \frac{12}{2(60)(100)(0.6)} \Rightarrow 1667 \, \mu\text{F}$$

La corriente pico del diodo, según la ecuación (2.19), es

$$i_{D,\text{máx}} = \frac{12}{100} \left[1 + 2\pi \sqrt{\frac{12}{2(0.6)}} \right] = 2.50 \, \text{A}$$

y la corriente promedio del diodo sobre el periodo completo de la señal, según la ecuación (2.21), es

$$i_D(\text{prom}) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2(0.6)}{12}} \left[\left(\frac{12}{100} \right) \left(1 + \pi \sqrt{\frac{12}{2(0.6)}} \right) \right] \Rightarrow 66 \text{ mA}$$

Por último, el voltaje de polarización inversa máximo que cada diodo debe soportar es

$$v_R(\text{máx}) = v_S(\text{máx}) - V_\gamma = 13.4 - 0.7 = 12.7 \text{ V}$$

Comentario: Las especificaciones mínimas para los diodos en este circuito rectificador de onda completa son: una corriente pico de 2.50 A, una corriente promedio de 66 mA y un voltaje de ruptura de polarización inversa de 12.7 V. Con el fin de alcanzar la especificación de rizo deseada, el capacitor de filtrado requerido debe ser grande, ya que la resistencia de carga efectiva es pequeña.

Correlación PSpice: Los resultados de un análisis con PSpice del diseño del circuito dado, con un parámetro del diodo de $I_S = 10^{-14}$ A, está dado en la figura 2.12, junto con el listado del archivo de entrada.

```
*EJEMPLO 2.4
*CIRCUITO RECTIFICADOR DE PUENTE
VI 5 0 SIN(0 169.7V 60HZ)
R 2 0 100
C 2 0 1667UF
R1 1 5 50M
D1 3 2 DA
D2 0 4 DA
D3 0 3 DA
D4 4 2 DA
*RELACIÓN DE VUELTAS,
N1/N2=SQ.RT.L1/L2
*N1/N2=12.7 SO L1/L2=161
L1 1 0 10H
L2 3 4 62.1MH
K12 L1 L2 0.999
.MODEL DA D(IS=10FA)
.TRAN 0.2MS 100MS 66.7MS 0.2MS
.OPTION LIMPTS=600
.PRINT TRAN V(3.4) V(2)
.END
```

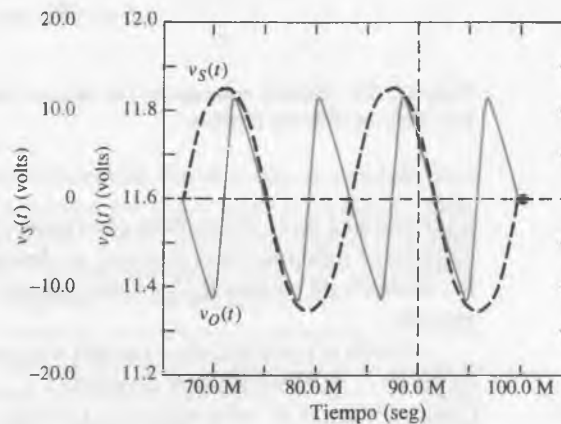


Figura 2.12 Salida PSpice para el ejemplo 2.4. La curva punteada es $v_S(t)$ y la curva continua es $v_O(t)$

Para este caso, se emplea un análisis de transitorios. La curva punteada es el voltaje del secundario $v_S(t)$, el cual tiene un valor pico de 13.4 V. La curva con trazo continuo es el voltaje de salida, para la cual el pico es 11.84 V, el cual es muy cercano al valor de diseño de 12 V. El voltaje de rizo es aproximadamente 0.55 V, el cual está dentro de la especificación de diseño de 0.6 V.

2.1.4 Circuito doblador de voltaje

Un **circuito doblador de voltaje** es muy similar al rectificador de onda completa, excepto en que los dos diodos se sustituyen por capacitores, y puede producir un voltaje aproximadamente igual al doble de la salida pico de un transformador (figura 2.13).

La figura 2.14a muestra el circuito equivalente cuando la polaridad del voltaje en la “parte alta” del transformador es negativa; la figura 2.14b ilustra el circuito equivalente para la polaridad opuesta. En el circuito de la figura 2.14a, la resistencia directa del diodo D_2 es pequeña; por tanto, el capacitor C_1 se cargará hasta casi el valor pico de v_S .