

MECATRÓNICA

SISTEMAS DE CONTROL ELECTRÓNICO
EN LA INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

QUINTA EDICIÓN

W. BOLTON



Alfaomega

MECATRÓNICA

MECATRÓNICA

SISTEMAS DE CONTROL ELECTRÓNICO EN
LA INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

UN ENFOQUE MULTIDISCIPLINARIO

5^a Edición

William Bolton



Al cuidado de la edición:

Luz Ángeles Lomelí Díaz

lalomeli@alfaomega.com.mx

Gerente Editorial:

Marcelo Grillo Giannetto

mgrillo@alfaomega.com.mx

Formación:

Editec

Datos catalográficos

Bolton, William.

Mecatrónica. Sistemas de control electrónico en la ingeniería mecánica y eléctrica. Un enfoque multidisciplinario

Quinta Edición

Alfaomega Grupo Editor, S.A. de C. V., México

ISBN: 978-607-707-603-2

Formato: 19 × 24.6

Páginas: 648

Mecatrónica. Sistemas de control electrónico en la ingeniería mecánica y eléctrica. Un enfoque multidisciplinario.

William Bolton.

ISBN: 978 0 273 74286 9. Edición original en inglés "Mechatronics. A multidisciplinary approach.", Fifth Edition, publicada por Pearson Education Limited, Edinburgh Gate, Harlow, Essex CM20 2JE, England.

Derechos reservados © Pearson Education Limited.

Quinta edición: Alfaomega Grupo Editor, México, Mayo 2013

© 2013 Alfaomega Grupo Editor, S.A. de C.V.

Pitágoras No. 1139, Col. Del Valle, 03100, México, D.F.

Miembro de la Cámara Nacional de la Industria Editorial Mexicana

Registro No. 2317

Página Web: <http://www.alfaomega.com.mx>

E-mail: atencionalcliente@alfaomega.com.mx

ISBN: 978-607-707-603-2

Derechos reservados:

Esta obra es propiedad intelectual de su autor y los derechos de publicación en lengua española han sido legalmente transferidos al editor. Prohibida su reproducción parcial o total por cualquier medio sin permiso por escrito del propietario de los derechos del copyright.

NOTA IMPORTANTE:

La información contenida en esta obra tiene un fin exclusivamente didáctico y, por lo tanto, o está previsto su aprovechamiento a nivel profesional o industrial. Las indicaciones técnicas y programas incluidos han sido elaborados con gran cuidado por el autor y reproducidos bajo estrictas normas de control. ALFAOMEGA GRUPO EDITOR S.A de C.V. no será jurídicamente responsable por: errores u omisiones; daños y perjuicios que se pudieran atribuir al uso de la información comprendida en este libro, ni por la utilización indebida que pudiera dársele.

Impreso en México. Printed in Mexico.

Empresas del grupo:

México: Alfaomega Grupo Editor, S.A. de C.V. - Pitágoras 1139, Col. Del Valle, México, D.F.
C.P. 03100, Tel.: (52-55) 55 75 50 22 – Fax: (52-55) 5575-2420 / 2490. Sin costo: 01-800-020-4396
E-mail: atencionalcliente@alfaomega.com.mx

Colombia: Alfaomega Colombiana S.A. – Calle 62 No. 24-46 Esquina, Bogotá, DC,
Tel.: (57-1) 2100122 - Fax: (57-1) 6068648, E-mail: scliente@alfaomega.com.co

Chile: Alfaomega Grupo Editor, S.A. – General del Canto 370, Providencia, Santiago de Chile
Tel.: (56-2) 235-4248 – Fax: (56-2) 235-5786, E-mail: agechile@alfaomega.cl

Argentina: Alfaomega Grupo Editor Argentino, S.A. - Paraguay 1307 P.B. Of.11, C.P. 1057,
Buenos Aires, Argentina, Tel/Fax.: (54-11) 4811-0887/ 7183, E-mail: ventas@alfaomegaditor.com.ar



Contenido

Prefacio	ix		
I INTRODUCCIÓN	1		
1. Introducción a la mecatrónica	3	3. Acondicionamiento de señales	69
1.1 ¿Qué es la mecatrónica?	3	3.1 Acondicionamiento de señales	69
1.2 El proceso de diseño	5	3.2 Amplificador operacional	70
1.3 Sistemas	6	3.3 Protección	81
1.4 Sistemas de medición	8	3.4 Filtrado	83
1.5 Sistemas de control	9	3.5 Puente de Wheatstone	84
1.6 Controlador lógico programable	21	3.6 Modulación por pulsos	88
1.7 Ejemplos de sistemas mecatrónicos	22	3.7 Problemas con las señales	89
Resumen	25	3.8 Transferencia de potencia	92
Problemas	26	Resumen	92
Problemas		Problemas	93
II. SENsoRES Y ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES	27	4. Señales digitales	95
2. Sensores y transductores	29	4.1 Señales digitales	95
2.1 Sensores y transductores	29	4.2 Señales analógicas y digitales	95
2.2 Terminología del funcionamiento	30	4.3 Convertidores de señales digital a analógica y de analógica a digital	99
2.3 Desplazamiento, posición y proximidad	35	4.4 Multiplexores	105
2.4 Velocidad y movimiento	46	4.5 Adquisición de datos	106
2.5 Fuerza	49	4.6 Procesamiento de señales digitales	109
2.6 Presión de fluidos	50	Resumen	110
2.7 Flujo de líquidos	54	Problemas	110
2.8 Nivel de líquidos	55		
2.9 Temperatura	56		
2.10 Sensores de luz	61	5. Lógica digital	112
2.11 Selección de sensores	62	5.1 Lógica digital	112
2.12 Ingreso de datos mediante interruptores	63	5.2 Compuertas lógicas	113
Resumen	65	5.3 Aplicaciones de las compuertas lógicas	120
Problemas	66	5.4 Lógica secuencial	126
		Resumen	133
		Problemas	133

6. Sistemas de presentación de datos	136		
6.1 Pantallas	136	9.3 Interruptores de estado sólido	209
6.2 Elementos para la presentación de datos	137	9.4 Solenoides	215
6.3 Grabación magnética	142	9.5 Motores de c.d	217
6.4 Grabación óptica	146	9.6 Motores de c.a	225
6.5 Pantallas o displays	147	9.7 Motores paso a paso	227
6.6 Sistemas de adquisición de datos	151	9.8 Selección de un motor	234
6.7 Sistemas de medición	155	Resumen	237
6.8 Prueba y calibración	158	Problemas	237
Resumen	160		
Problemas	160		
III. ACTUACIÓN	163	IV. MODELOS DE SISTEMAS	239
7. Sistemas de actuación neumática e hidráulica	165		
7.1 Sistemas de actuación	165	10. Modelos de sistemas básicos	241
7.2 Sistemas neumáticos e hidráulicos	165	10.1 Modelos matemáticos	241
7.3 Válvulas para control de dirección	169	10.2 Bloques funcionales de sistemas mecánicos	242
7.4 Válvulas de control de presión	173	10.3 Bloques funcionales de sistemas eléctricos	250
7.5 Cilindros	175	10.4 Bloques funcionales en sistemas de fluidos	254
7.6 Servoválvulas y válvulas de control proporcional	178	10.5 Bloques funcionales de los sistemas térmicos	261
7.7 Válvulas para el control de procesos	180	Resumen	264
7.8 Actuadores giratorios	185	Problemas	265
Resumen	186		
Problemas	186		
8. Sistemas de actuación mecánica	188	11. Modelado de sistemas	267
8.1 Sistemas mecánicos	188	11.1 Sistemas en ingeniería	267
8.2 Tipos de movimiento	189	11.2 Sistemas rotacional-traslacional	267
8.3 Cadenas cinemáticas	191	11.3 Sistemas electromecánicos	268
8.4 Levas	194	11.4 Linealidad	271
8.5 Engranes	196	11.5 Sistemas hidromecánicos	273
8.6 Rueda dentada y Trinquete	200	Resumen	276
8.7 Bandas y cadenas de transmisión	200	Problemas	276
8.8 Cojinetes (chumaceras)	202		
Resumen	204		
Problemas	205		
9. Sistemas de actuación eléctrica	207	12. Respuestas dinámicas de sistemas	277
9.1 Sistemas eléctricos	207	12.1 Modelado de sistemas dinámicos	277
9.2 Interruptores mecánicos	207	12.2 Terminología	278
		12.3 Sistemas de primer orden	280
		12.4 Sistemas de segundo orden	286
		12.5 Medidas de desempeño de los sistemas de segundo orden	292
		12.6 Identificación de sistemas	295
		Resumen	295
		Problemas	297
13. Funciones de transferencia de sistemas	299		
13.1 La función de transferencia			299
13.2 Sistemas de primer orden			302

13.3 Sistemas de segundo orden	304	V. SISTEMAS DE MICROPROCESADORES 363
13.4 Sistemas en serie	306	
13.5 Sistemas con lazos de realimentación	307	
13.6 Efecto de la ubicación de los polos en la respuesta transitoria	308	
Resumen	312	17. Microprocesadores 365
Problemas	312	
14. Respuesta en frecuencia 314		
14.1 Entrada senoidal	314	17.1 Control 365
14.2 Fasores	315	17.2 Sistemas microprocesadores 365
14.3 Respuesta en frecuencia	317	17.3 Microcontroladores 377
14.4 Diagramas de Bode	320	17.4 Aplicaciones 394
14.5 Especificaciones de desempeño	329	17.5 Programación 396
14.6 Estabilidad	330	Resumen 399
Resumen	331	Problemas 399
Problemas	332	
15. Controladores en lazo cerrado 333		
15.1 Procesos continuos y discretos	333	18.1 Lenguajes 400
15.2 Terminología	335	18.2 Conjuntos de instrucciones 401
15.3 Modo de control de dos posiciones	337	18.3 Programas en lenguaje ensamblador 407
15.4 Modo de control proporcional	338	18.4 Subrutinas 412
15.5 Control derivativo	340	18.5 Tablas de consulta 415
15.6 Control integral	342	18.6 Sistemas embebidos 418
15.7 Controlador PID	344	Resumen 422
15.8 Controladores digitales	345	Problemas 422
15.9 Desempeño de los sistemas de control	348	
15.10 Sintonización de controladores	349	
15.11 Control de velocidad	351	
15.12 Control adaptable	351	
Resumen	354	
Problemas	355	
16. Inteligencia artificial 356		19. Lenguaje C 424
16.1 ¿Qué significa inteligencia artificial?	356	19.1 ¿Por qué el lenguaje C? 424
16.2 Percepción y cognición	356	19.2 Estructura de un programa 424
16.3 Razonamiento	358	19.3 Control de flujo y ciclos 431
16.4 Aprendizaje	361	19.4 Arreglos 435
Resumen	362	19.5 Apunadores 436
Problemas	362	19.6 Desarrollo de programas 438
		19.7 Ejemplos de programas 439
		Resumen 441
		Problemas 442
20. Sistemas de entrada/salida 444		
16.1 Interfases	444	
20.2 Direccionamiento entrada/salida	444	
20.3 Requerimientos de una interfase	447	
20.4 Adaptadores de interfase para dispositivos periféricos	454	

20.5 Interfase para comunicaciones en serie	459	Resumen	513
20.6 Ejemplos de acoplamiento mediante interfase	462	Problemas	513
Resumen	465		
Problemas	466		
21. Controladores lógicos programables	467	23. Localización de fallas	515
21.1 Controladores lógicos programables	467	23.1 Técnicas para detección de fallas	515
21.2 Estructura básica del PLC	467	23.2 Temporizador vigilante	516
21.3 Procesamiento de la entrada/salida	471	23.3 Verificación de paridad y codificación de errores	517
21.4 Programación en escalera	472	23.4 Fallas comunes de hardware	518
21.5 Lista de instrucciones	476	23.5 Sistemas basados en microprocesadores	520
21.6 Enclavamiento y relevadores internos	479	23.6 Emulación y simulación	523
21.7 Secuenciación	481	23.7 Sistemas basados en PLC	525
21.8 Temporizadores y contadores	482	Resumen	527
21.9 Registros de corrimiento	485	Problemas	528
21.10 Controles maestro y de salto	486	VI. CONCLUSIÓN	529
21.11 Manejo de datos	487		
21.12 Entrada/salida analógica	489	24. Sistemas mecatrónicos	531
Resumen	491	24.1 Diseños mecatrónicos	531
Problemas	492	24.2 Casos de estudio	542
22. Sistemas de comunicación	494	Resumen	525
22.1 Comunicaciones digitales	494	Problemas y tareas	525
22.2 Control centralizado, jerárquico y distribuido	494	Apéndices	
22.3 Redes	497	A. La transformada de Laplace	561
22.4 Protocolos	499	B. Sistemas numéricos	571
22.5 Modelo de interconexión de sistemas abiertos	500	C. Álgebra booleana	577
22.6 Interfases de comunicación en serie	503	D. Conjuntos de instrucciones	586
22.7 Interfases de comunicación paralela	509	E. Funciones en biblioteca de C	591
22.8 Protocolos inalámbricos	512	F. MATLAB y SIMULINK	594
		G. Análisis de circuitos eléctricos	600
		Información adicional	610
		Respuestas	612
		Índice	627



Prefacio

El término mecatrónica fue ‘acuñado’ en 1969 por un ingeniero japonés, como combinación de ‘meca’ de la palabra mecanismos y ‘trónica’ de la palabra ‘electrónica’. El término tiene ahora un significado más amplio, ya que es usado para describir una filosofía en la Tecnología de la Ingeniería en la cual hay una integración coordinada y concurrentemente desarrollada de la ingeniería mecánica con la electrónica y el control inteligente por computadora, en el diseño y manufactura de productos y procesos. Como resultado, los productos mecatrónicos tienen varias funciones mecánicas que se sustituyen con las electrónicas. Esto da como resultado una mayor flexibilidad, rediseño y reprogramación sencillos, y la capacidad de recopilar datos automatizados e informar.

Una consecuencia de esta tecnología es la necesidad de que ingenieros y técnicos adopten un método interdisciplinario e integrado para la ingeniería. Por consiguiente, ingenieros y técnicos requieren de habilidades y conocimientos que no se limitan a una sola área en un tema. Necesitan tener la capacidad de operar y comunicarse a través de una gama de disciplinas de ingeniería y referirlas con aquellas que cuentan con más habilidades especializadas. En esta obra se pretende proporcionar un fundamento básico de la mecatrónica así como enlaces a través de habilidades más especializadas.

La primera edición se diseñó para cubrir las unidades de Mecatrónica del Business and Technology Education Council (BTEC) de los cursos para la obtención del certificado Higher National Certificate/Diploma para técnicos y se diseñaron de manera que fueran compatibles con unidades más especializadas como las que se emplean en el diseño, la manufactura y el mantenimiento determinados por el área de aplicación del curso. El libro se utiliza de manera amplia para dichos cursos y también se ha encontrado que es útil para cursos de licenciatura en Gran Bretaña y en Estados Unidos. Con base en los comentarios y las sugerencias hechas por profesores de estos países, la segunda edición se amplió considerablemente al dar un tratamiento más profundo a los temas abordados, por lo que no sólo fue de interés para el público al que originalmente estaba dirigido, sino que su nuevo diseño lo hizo idóneo también para cursos de licenciatura. La tercera edición incluyó más detalles de algunas explicaciones, más análisis de los microcontroladores y la programación, mayor uso de modelos de sistemas mecatrónicos y el agrupamiento de factores clave en los apéndices. La cuarta edición fue una reestructuración completa de todos los aspectos del texto en cuanto a contenido y diseño, con algunos temas que se reagruparon, el traslado de más material a los apéndices para evitar problemas en el flujo del texto, nuevo material —en especial una introducción a la inteligencia artificial, más casos de estudio y revisión de algunos temas para mejorar su comprensión. También se han incluido en cada capítulo objetivos y resúmenes claves.

La quinta edición ha conservado la misma estructura, pero luego de consultar a muchos usuarios del libro, se agregaron bastantes puntos de interés y detalle. El capítulo 1 tiene una mejor introducción en cuanto al tema, y a los capítulos 2, 3, 5, 6, 8, 9, 10, 15, 21 y 22 se les han hecho adiciones. Inclusive hay ahora un nuevo apéndice sobre el análisis de los circuitos eléctricos para hacer más accesible a los estudiantes los métodos básicos que se aplican para el análisis de los circuitos tanto de corriente alterna como de corriente directa.

El objetivo general de esta obra es proporcionar un estudio completo de la mecatrónica para que lo puedan utilizar técnicos y estudiantes de ingeniería, quienes lo encontrarán útil para:

- Adquirir una combinación de habilidades en ingeniería mecánica, electrónica y computación, necesarias para entender y diseñar sistemas mecatrónicos.
- Ser capaces de operar y comunicarse a través del amplio rango de las disciplinas de ingeniería necesarias en la mecatrónica.
- Ser capaces de diseñar sistemas mecatrónicos.

Cada capítulo del libro incluye objetivos, un resumen, ilustraciones y problemas con respuestas al final de la obra. En el capítulo 24 se incluyen tareas de investigación y diseño, así como también claves de sus posibles respuestas.

La estructura del libro es la siguiente:

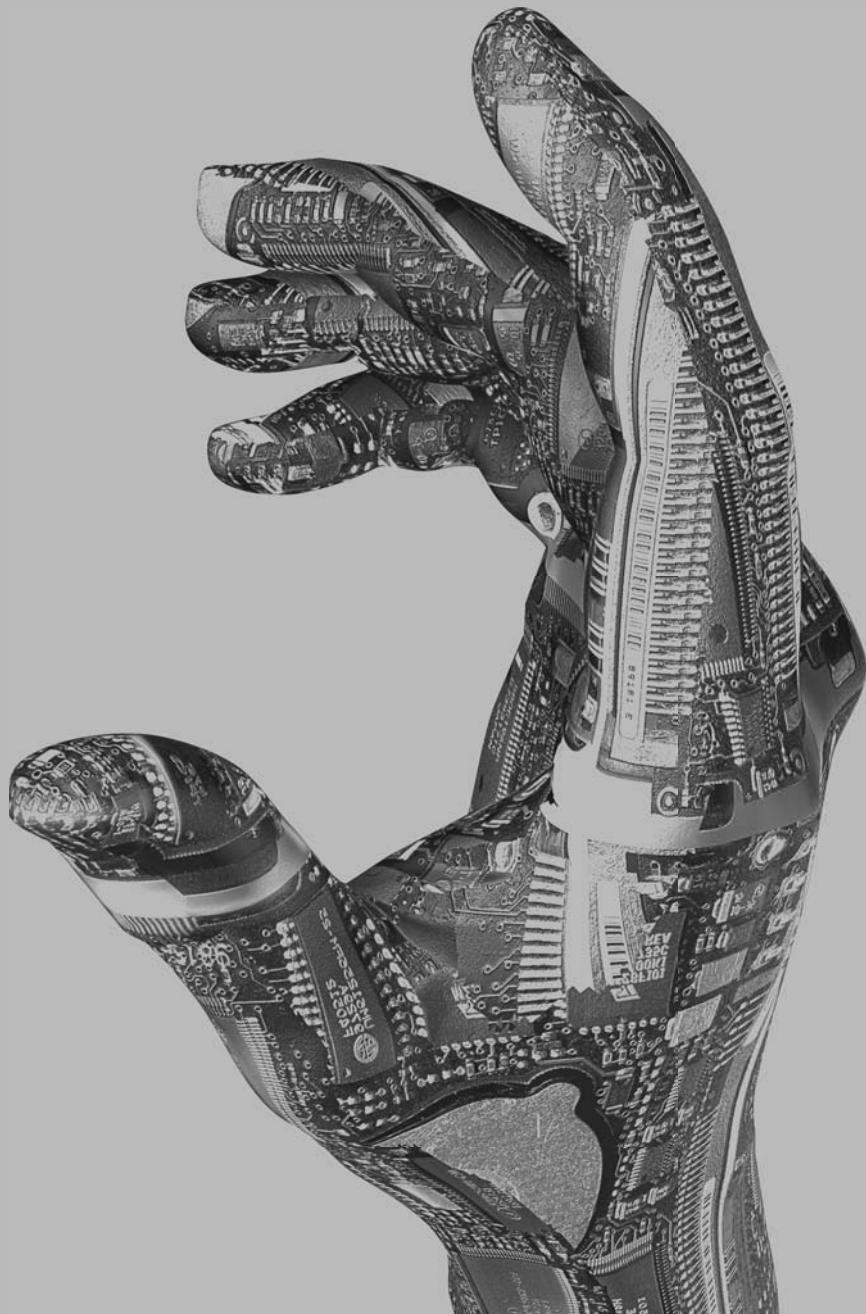
- Capítulo 1 es una introducción general a la mecatrónica.
- Capítulos 2 a 6 forman un bloque coherente que trata de los sensores y el condicionamiento de la señal.
- Capítulos 7 a 9 cubren el tema de los actuadores.
- Capítulos 10 a 16 se refieren a los modelos de sistemas.
- Capítulos 17 a 23 se consideran los sistemas de microprocesadores.
- Capítulo 24 presenta una conclusión general en cuanto al diseño de sistemas en mecatrónica.

Un agradecimiento especial a los fabricantes de equipo mencionados en el texto y a los revisores británicos, canadienses y estadounidenses, quienes afanosamente colaboraron en la cuarta edición y proporcionaron sugerencias para la mejora de la obra.

W. Bolton

PARTE I

Introducción





Capítulo uno Introducción a la mecatrónica

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Explicar qué significa mecatrónica y valorar su importancia en el diseño de ingeniería.
- Explicar qué es un sistema y definir los elementos de los sistemas de medición.
- Describir las diversas formas y elementos del sistema de lazo abierto y del sistema de lazo cerrado.
- Reconocer la necesidad de modelos de sistemas para predecir su comportamiento.

1.1

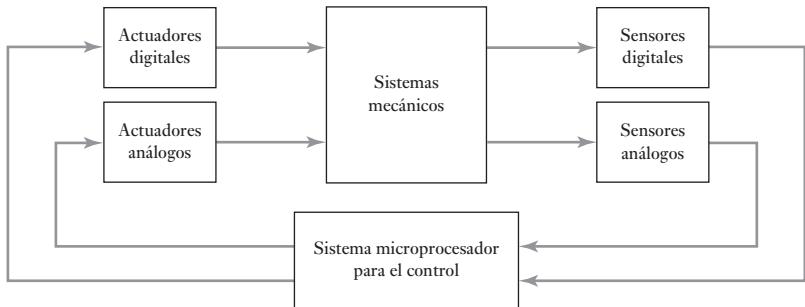
¿Qué es la mecatrónica?

El término mecatrónica fue ‘acuñado’ en 1969 por un ingeniero japonés, como combinación de ‘meca’ de la palabra mecanismos y ‘trónica’ de la palabra ‘electrónica’. El término tiene ahora un significado más amplio, ya que es usado para describir una filosofía en la Tecnología de la Ingeniería en la cual hay una integración coordinada y concurrentemente desarrollada de la ingeniería mecánica con la electrónica y el control inteligente por computadora, en el diseño y manufactura de productos y procesos. Como resultado, los productos mecatrónicos tienen varias funciones mecánicas que se sustituyen con las electrónicas. Esto da como resultado una mayor flexibilidad, rediseño y reprogramación sencillos, y la capacidad de recopilar datos automatizados e informar.

Un sistema mecatrónico no es sólo la unión de los sistemas electrónico y mecánico y es más que sólo un sistema de control; es una integración completa de todos ellos en la cual existe un enfoque concurrente al diseño. En el diseño de autos, robots, máquinas-herramienta, lavadoras, cámaras y muchas otras máquinas, se adopta cada vez más dicho enfoque integrado e interdisciplinario para el diseño en ingeniería. La integración a través de las fronteras tradicionales de la ingeniería mecánica, la ingeniería eléctrica, la electrónica y la ingeniería de control debe ocurrir en los primeros pasos del proceso de diseño si se desarrollan sistemas más baratos, confiables y flexibles. La mecatrónica debe implicar un enfoque concurrente o participativo entre estas disciplinas en lugar del enfoque secuencial tradicional del desarrollo, es decir, un sistema mecánico, luego el diseño de la parte eléctrica y la parte del microprocesador. De esta manera, la mecatrónica es una filosofía diseñada, un enfoque integral para la ingeniería.

La mecatrónica reúne áreas de la tecnología que involucran sensores y sistemas de medición, sistemas de manejo y actuación así como sistemas de microprocesador (Figura 1.1), junto con el análisis del comportamiento de sistemas y sistemas de control. Esto esencialmente es un resumen de este libro. Este capítulo es una introducción al tema y desarrolla algunos de los conceptos básicos para dar un marco para el resto del libro en el que se desarrollarán los detalles.

Figura 1.1 Los elementos básicos del sistema mecatrónico.



1.1.1 Ejemplos de sistemas mecatrónicos

Considere una cámara fotográfica con enfoque y exposición automáticos. Para tomar una fotografía basta con apuntar hacia el objeto y oprimir un botón. La cámara puede ajustar el foco y el tiempo de exposición de manera automática, de manera que el objeto queda debidamente enfocado y con el tiempo de exposición correcto. No hay que ajustar el foco y el tiempo de exposición manualmente. Considere el caso de la suspensión “inteligente” de un camión. Este tipo de suspensión se ajusta para mantener la plataforma nivelada en caso de cargas distribuidas de manera desigual; también se ajusta cuando el camión toma curvas cerradas y cuando va por caminos con baches, o topes para mantener un trayecto suave. Y ahora considere el caso de una línea de producción automatizada. En ella se llevan a cabo diversos procesos de producción, todos de manera automática, y en la forma y secuencia correctas con un reporte de los resultados en cada etapa del proceso. La cámara automática, la suspensión del camión y la línea de producción automática son ejemplos de la fusión entre la electrónica, los sistemas de control y la ingeniería mecánica.

1.1.2 Sistemas integrados

El término **sistema integrado** se utiliza cuando los microprocesadores son construidos dentro de los sistemas y éste es el tipo de sistema que por lo general interesa en la mecatrónica. Un microprocesador puede considerarse básicamente como una colección de las compuertas lógicas y los elementos de memoria que no están comunicados como componentes individuales pero cuyas funciones lógicas se implementan mediante software. Para ilustrar lo que se conoce como una compuerta lógica, suponga que quiere una salida donde la entrada A AND y la entrada B están mandando señales. Esto puede implementarse con lo que se conoce como una compuerta lógica AND. Una compuerta lógica OR daría una salida cuando la entrada A OR entrada B está encendida. Así, un microprocesador se ocupa de buscar salidas para verificar si están encendidas o apagadas, al procesar los resultados de tal interrogante según éste sea programado, y ofrece salidas que están encendidas o apagadas. Vea el capítulo 15 para analizar en detalle los microprocesadores.

Con el objetivo de que se utilice un microprocesador en un sistema de control, necesita chips adicionales para dar memoria al almacenaje de datos y para puertos entrada/salida con el fin de habilitarlos en las señales de proceso desde y para el mundo externo. Los **microcontroladores** son microprocesadores con estas instalaciones extra, todas ellas integradas en un solo chip.

Un **sistema integrado** es un sistema basado en un microprocesador que está diseñado para controlar una gama de funciones y no está diseñado para que el usuario final lo programe de la misma forma que una computadora. Por lo tanto, con un sistema integrado, el usuario no puede cambiar lo que el sistema realiza al añadir o reemplazar el software.

Como ejemplo del uso de los microcontroladores en un sistema de control, una lavadora moderna tendrá un sistema de control basado en microprocesador para controlar el ciclo de lavado, las bombas, el motor y la temperatura del agua. Un automóvil moderno tendrá microprocesadores que controlen funciones como el sistema antibloqueo de frenos y el sistema de mando del motor. Otros ejemplos de sistemas integrados son cámaras de enfoque y exposición automáticos, videocámaras, celulares, reproductores DVD, lectores de tarjeta electrónicos, fotocopiadoras, impresoras, scanners, televisiones y controladores de temperatura.

1.2

El proceso de diseño

El proceso de diseño para cualquier sistema puede considerarse como el proceso que involucra las siguientes etapas:

1 *La necesidad*

El proceso de diseño comienza con una necesidad, quizás del consumidor o cliente. Esto se puede detectar en la investigación de mercado que se lleva a cabo para establecer las necesidades de clientes potenciales.

2 *Análisis de problema*

El primer paso en el desarrollo de un diseño es investigar la naturaleza verdadera del problema, por ejemplo, cuando éste se analiza. Ésta es una etapa importante en cuanto a que si el problema no se define con exactitud, puede ocasionar pérdida de tiempo en los diseños y no se satisfará la necesidad.

3 *Preparación de una especificación*

Si se sigue el análisis, se puede preparar la especificación de los requerimientos. Esto planteará el problema, cualquier restricción sujeta a la solución, y el criterio a aplicar para juzgar la calidad del diseño. En el planteamiento del problema se deberán especificar todas las funciones requeridas del diseño, junto con cualquier otra característica deseable. De esta manera puede haber una exposición del volumen, dimensiones, tipos y rangos de movimiento requeridos, precisión de requerimientos de entrada y salida de los elementos, interfaces, requerimientos de potencia, entorno operativo, estándares y códigos de práctica relevantes, etcétera.

4 *Generación de soluciones posibles*

A esto se le califica por lo general como la **etapa conceptual**. Los esbozos de soluciones se preparan, mismos que funcionan con los detalles suficientes que indican los medios para obtener cada una de las funciones requeridas, por ejemplo, tamaños aproximados y muestras de materiales y costos. También significa investigar lo que se ha hecho anteriormente ante problemas similares; no tiene sentido reinventar la rueda.

5 *Selecciones de una solución apropiada*

Las diversas soluciones se evalúan y la más apropiada es la que se selecciona. La evaluación a menudo incluye la representación de un sistema mediante un modelo para luego llevar a cabo una simulación con el objetivo de establecer cómo puede reaccionar a las entradas.

6 *Producción de un diseño detallado*

El detalle de un diseño seleccionado debe funcionar ahora. Éste puede requerir la producción de prototipos o maquetas de tamaño natural para determinar los detalles óptimos de un diseño.

7 *Producción de dibujos de trabajo*

El diseño seleccionado se traduce entonces en dibujos de trabajo, diagramas de circuitos, etc., de manera que se pueda elaborar el artículo.

Cada etapa del proceso de diseño no se debe considerar como algo independiente. A menudo se necesitará regresar a una etapa previa y darle mayor consideración. Así, cuando se presente un problema, puede haber la necesidad de regresar y reconsiderar el análisis del mismo en la etapa de generación de soluciones posibles.

1.2.1 Diseños tradicionales y mecatrónicos

El diseño de ingeniería es un proceso complejo que implica interacciones entre varias habilidades y disciplinas. Con el diseño tradicional, la propuesta era que el ingeniero mecánico diseñara los elementos mecánicos, luego el ingeniero de control progresara y diseñara el sistema de control. Esto da como resultado lo que se conoce como enfoque secuencial para el diseño. Sin embargo, la base del enfoque de la mecatrónica se considera que yace en la inclusión concurrente de las disciplinas de la ingeniería mecánica, electrónica, tecnología de computación e ingeniería de control en el enfoque del diseño. La concurrencia inherente de este enfoque depende mucho del modelado del sistema y luego de la simulación de la manera en la que el modelo reacciona a las entradas y por consiguiente cómo puede reaccionar el sistema real a las entradas.

Como ejemplo de cómo puede ayudar un enfoque multidisciplinario en la solución de un problema, considere el diseño de las básculas de baño. Tales básculas podrían considerarse sólo en términos de la compresión de los resortes y un mecanismo que se usa para convertir el movimiento en rotación de un eje y, por consiguiente, el movimiento de una aguja a través de una báscula; un problema que se debe tomar en cuenta en el diseño es que el peso indicado no deberá depender de la posición de la persona sobre la báscula. No obstante, se pueden considerar otras posibilidades más allá de un simple diseño mecánico. Por ejemplo, los resortes se podrían reemplazar por celdas de carga con galgas extensométricas y la salida de éstas utilizarlas con un microprocesador para que proporcionen una lectura digital del peso en un visualizador LED. Las básculas que resultaran de esto podrían ser mecánicamente más sencillas, con menos componentes y piezas móviles. Sin embargo, la complejidad se ha transferido al software.

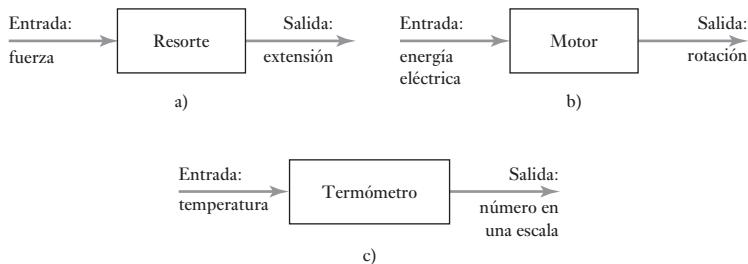
Un ejemplo más, el tradicional diseño del control de temperatura para un sistema de calefacción central doméstico ha sido el termostato bimetálico en un sistema de control de lazo cerrado. La flexión de la cinta bimetálica cambia a medida que cambia la temperatura y se emplea para operar un interruptor de encendido/apagado para el sistema de calefacción. Sin embargo, una solución multidisciplinaria para el problema podría ser que se empleara un sistema de microprocesador controlado usando tal vez un termodiódio como sensor. Dicho sistema tiene muchas ventajas sobre el sistema de termostato bimetálico. El termostato bimetálico es relativamente rudimentario y la temperatura no se controla con exactitud; también, al concebir un método para obtener diferentes temperaturas en tiempos diversos del día es algo complejo y difícil de lograr. Sin embargo, el sistema de microprocesador controlado puede lidiar con esto con facilidad mediante la precisión y el control programado. El sistema es mucho más flexible. Esta mejora en cuanto a flexibilidad es una característica común de los sistemas mecatrónicos en comparación con los sistemas tradicionales.

1.3

Sistemas

En el diseño de sistemas mecatrónicos, uno de los pasos incluidos es crear un modelo del sistema, de forma que estas predicciones se hagan en relación con su comportamiento cuando ocurran las entradas. Tales modelos implican

Figura 1.2 Ejemplos de sistemas: a) resortes, b) motor, c) termómetro.



dibujar diagramas de bloques para representar sistemas. Un **sistema** puede ser considerado como una caja o diagrama de bloques que tiene una entrada y una salida, en donde lo importante no es lo que sucede adentro de la caja sino sólo la relación entre la salida y la entrada. El término **modelado** se usa para representar el comportamiento de un sistema real con ecuaciones matemáticas; tales ecuaciones representan la relación entre las entradas y las salidas del sistema. Por ejemplo, un resorte puede considerarse como un sistema para tener una entrada de una fuerza F y una salida de una extensión x (Figura 1.2a)). La ecuación utilizada para modelar la relación entre la entrada y la salida puede ser $F = kx$, donde k es una constante. Otro ejemplo, un motor se puede considerar como un sistema que cuenta con su entrada de energía eléctrica y con su salida de rotación de un eje (Figura 1.2b)).

Un **sistema de medición** se puede considerar como una caja que se utiliza para hacer mediciones. Éste tiene como su entrada la cantidad que se está midiendo y como su salida el valor de la cantidad. Por ejemplo, un sistema de medición de temperatura, como un termómetro, tiene una entrada de temperatura y una salida de un número en una escala (Figura 1.2c)).

1.3.1 Sistemas de modelado

La respuesta de cualquier sistema para una entrada no es instantánea. Por ejemplo, para el sistema de resorte descrito en la Figura 1.2a), a pesar de la relación entre la entrada, fuerza F , y la salida, extensión x , se le consideró como $F = kx$, esto sólo describe la relación cuando se dan las condiciones de estado de equilibrio. Cuando se aplica la fuerza es probable que ocurran oscilaciones antes de que el resorte vuelva a su estado normal y establezca su valor de extensión de estado de equilibrio (Figura 1.3). Las respuestas de los sistemas son funciones de tiempo. De esta manera, para conocer la forma en que los sistemas se comportan cuando hay entradas en éstos, se necesitan crear modelos para sistemas que relacionen la salida con la entrada de modo que se puedan calcular, para una entrada dada, cómo variará la salida con el tiempo y cuánto le tomará volver a su estado normal.

Otro ejemplo más, si se pone a calentar agua en una tetera, le llevará algo de tiempo al agua alcanzar su punto de ebullición (Figura 1.4). Asimismo, cuando un controlador de microprocesador manda una señal, envía la orden

Figura 1.3 La respuesta a una entrada para un resorte.

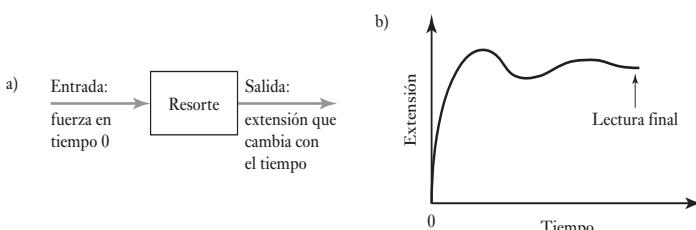


Figura 1.4 La respuesta a una entrada para un sistema de tetera.

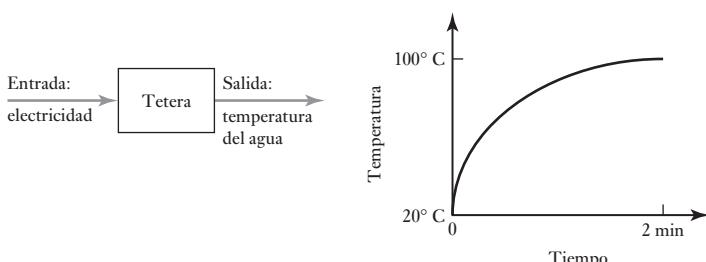


Figura 1.5 Un reproductor de CD.



de mover la lente para el enfoque en una cámara automática, luego transcurre un tiempo antes de que la lente alcance su posición para el enfoque correcto.

A menudo, la relación entre la entrada y la salida para un sistema se describe mediante una ecuación diferencial. Tales ecuaciones y sistemas se analizan en el Capítulo 10.

1.3.2 Sistemas conectados

En otro sistema que no es el más sencillo y que por lo general es mejor considerarlo como una serie de bloques interconectados, cada bloque tiene una función específica. Así, hay una salida de un bloque que se convierte en la entrada del siguiente en el sistema. Al dibujar un sistema así, es necesario reconocer que las líneas trazadas para conectar las cajas indican un flujo de información en la dirección indicada por una flecha y no necesariamente conexiones físicas. Ejemplo de un sistema de conexión es un reproductor de CD. Imagine que ahí hay tres bloques interconectados: el plato del CD, el cual tiene una entrada de un CD y una salida de las señales eléctricas, un amplificador que tiene una entrada de estas señales eléctricas, y una salida de señales eléctricas más grandes, así como una bocina con una salida de las señales eléctricas y una salida de sonido (Figura 1.5). En la siguiente sección de sistemas de medición se ofrece otro ejemplo de ese conjunto de bloques conectados.

1.4

Sistemas de medición

Los **sistemas de medición** tienen una relevancia particular cuando se habla de mecatrónica. En general, se puede considerar que estos sistemas están formados por tres elementos básicos (como se ilustra en la Figura 1.6):

- 1 Un **sensor** que responda a la cantidad a medir al dar como su salida una señal relacionada con la cantidad. Por ejemplo, un termopar es un sensor de temperatura. La entrada al sensor es una temperatura y la salida es una fem (fuerza electromotriz) relacionada con el valor de la temperatura.
- 2 Un **acondicionador de señal** toma la señal desde el sensor y la manipula dentro de una condición apropiada ya sea para presentarla en forma visual o, en el caso del sistema de control, con el fin de ejercer control. Así, por ejemplo, la salida desde un termopar es más bien una pequeña fem y

Figura 1.6 Un sistema de medición y los elementos que lo forman.

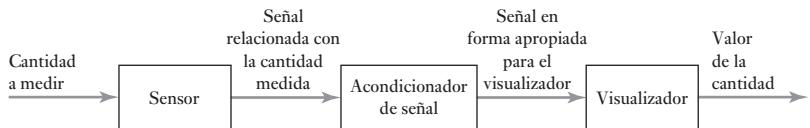
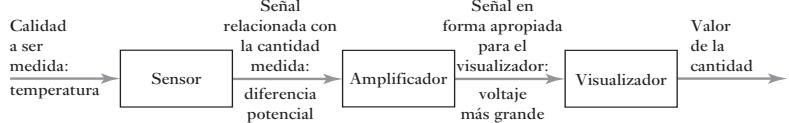


Figura 1.7 Un sistema de termómetro digital.



puede ser alimentada a través de un amplificador para obtener una señal más grande. El amplificador es el acondicionador de señal.

- 3 Un **sistema visualizador** donde se despliega la salida desde el acondicionador de señal. Por ejemplo, esto puede ser una aguja moviéndose a través de una escala o una lectura digital.

Como ejemplo, considere un termómetro digital (Figura 1.7). Éste tiene una entrada de temperatura hacia un sensor, probablemente un diodo semiconductor. La diferencia potencial a través del sensor es, a una corriente constante, una medida de temperatura. La diferencia potencial es entonces amplificada por un amplificador operacional para dar un voltaje que puede conducir directamente un visualizador. El sensor y el amplificador operacional pueden instalarse en el mismo chip de silicio.

Los sensores se estudian en el Capítulo 2 y los acondicionadores de señal en el Capítulo 3. Los sistemas de medición implican todos los elementos que se ven en el Capítulo 6.

1.5

Sistemas de control

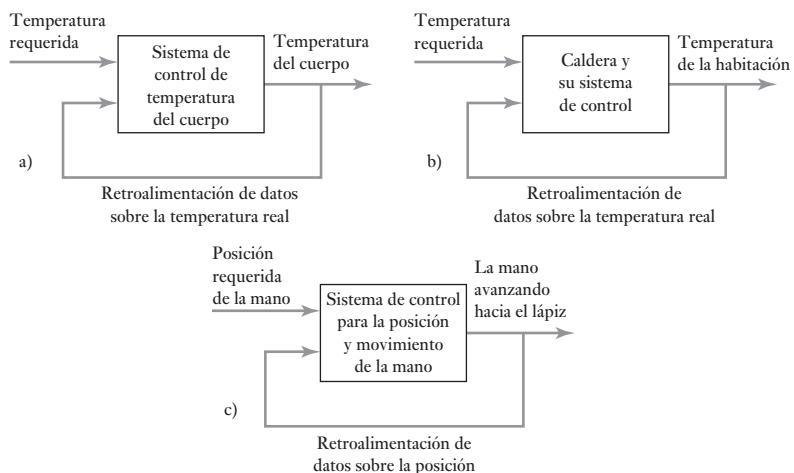
Un **sistema de control** puede considerarse como un sistema que se puede utilizar para:

- 1 Controlar algo variable de algún valor particular, por ejemplo, un sistema central de caleamiento donde la temperatura se controla para un valor particular.
- 2 Controlar la secuencia de eventos, por ejemplo, las marcas de una lavadora que establecen el lugar y el tiempo de un ciclo, por ejemplo, 'blancos' y entonces un ciclo de lavado en particular controla la lavadora, esto es, secuencia de eventos, apropiado para ese tipo de ropa.
- 3 Controlar si ocurre o no un evento, por ejemplo, un seguro en una máquina por el cual no puede ser operada hasta que el dispositivo de seguridad esté en posición.

1.5.1 Retroalimentación

Considere el ejemplo de un sistema de control en el cual todos los seres humanos están incluidos. A menos que se esté enfermo, la temperatura del cuerpo humano es casi constante, independientemente de que se encuentre en un ambiente frío o caliente. Para poder mantener este valor de temperatura constante, el cuerpo cuenta con un sistema de control de temperatura. Si la temperatura del cuerpo empieza a rebasar el valor normal, sudará; si disminuye, tiene escalofríos. Ambos mecanismos sirven para restaurar la temperatura a su valor normal. El sistema de control mantiene constante la temperatura. Este sistema recibe una entrada enviada por sensores que le dicen cuál es la temperatura y compara estos datos con el valor que debe tener; a continuación, produce la

Figura 1.8 Control por retroalimentación:
a) temperatura del cuerpo humano, b) temperatura de la habitación con calefacción central, c) levantamiento de un lápiz.



respuesta adecuada a fin de lograr la temperatura requerida. El anterior es un ejemplo de **control por retroalimentación**; las señales de salida regresan como entrada, por ejemplo, la temperatura real para modificar la reacción del cuerpo a fin de restaurar la temperatura a su valor ‘normal’. En un **control por retroalimentación**, el sistema de control compara la salida real retroalimentada con el valor que se requiere y ajusta su salida de acuerdo con el resultado. En la Figura 1.8a) se ilustra este sistema de control por retroalimentación.

Una manera de controlar la temperatura de una casa con calefacción central sería que una persona con un termómetro estuviera cerca del interruptor de apagado/encendido de la caldera y la encendiera o apagara, dependiendo del resultado de la lectura del termómetro. La anterior es una forma burda de control por retroalimentación, con un ser humano como elemento de control. El término retroalimentación se usa porque las señales se alimentan de regreso desde la salida para modificar la entrada. El sistema de control por retroalimentación más común tiene un termostato o controlador, el cual automáticamente enciende o apaga la caldera, según la diferencia entre la temperatura predeterminada y la temperatura real (Figura 1.8b)). Este sistema de control permite mantener una temperatura constante.

Si alguien desea tomar un lápiz que está sobre una banca, debe recurrir a un sistema de control para garantizar que la mano llegue hasta el lápiz. Para ello, la persona observa la posición de su mano en relación con el lápiz, y hace los ajustes necesarios de posición al moverla hacia el lápiz. Se tiene una retroalimentación de información relativa a la posición real de la mano, para poder modificar sus reacciones y lograr los movimientos y posición de la mano requeridos (Figura 1.8c)). Este sistema de control regula la posición y el movimiento de la mano.

Los sistemas de control por retroalimentación están presentes en todas partes, no sólo en la naturaleza y el hogar, sino también en la industria. Son muchos los procesos y máquinas industriales que requieren control, ya sea humano o automático. Por ejemplo, existen procesos de control donde la temperatura, el nivel de un líquido, el flujo de fluidos, la presión, etc., se mantienen constantes. Hay procesos químicos en los que es necesario mantener el líquido de un tanque a un nivel o temperatura determinados. Existen sistemas de control en los que es necesario colocar en cierta posición una parte móvil, de manera precisa y constante, o bien mantener una velocidad constante.

Sería el caso, por ejemplo, de un motor diseñado para trabajar a velocidad constante, o de una operación de maquinado en la cual la posición, la velocidad y la operación de una herramienta se controlan de manera automática.

1.5.2 Sistemas de lazo cerrado y de lazo abierto

Existen dos tipos básicos de sistemas de control: de **lazo abierto** y de **lazo cerrado**. La diferencia entre ellos se ilustra con un ejemplo sencillo. Consideré un calefactor eléctrico que cuenta con un interruptor que permite elegir entre una resistencia calentadora de 1 kW o de 2 kW. Si una persona elige alguna de ellas para calentar una habitación, bastaría con poner el interruptor en la posición de 1 kW si no desea una temperatura muy elevada. La habitación se calentará y alcanzará una temperatura definida sólo por la elección de la resistencia calentadora de 1 kW, no la de 2 kW. Si se producen cambios en las condiciones, tal vez si alguien abre una ventana, no hay forma de ajustar el calor para compensar el frío. Éste es un ejemplo de control de lazo abierto, ya que no se retroalimenta la información al calefactor para ajustarlo y mantenerlo a una temperatura constante. El sistema de calefacción y su resistencia calentadora se pueden convertir en un sistema de lazo cerrado si la persona que tiene el termómetro enciende y apaga el interruptor para 1 kW y 2 kW, dependiendo de la diferencia entre la temperatura real y la temperatura deseada para mantener constante la temperatura de la habitación. En este caso, existe una retroalimentación, la entrada del sistema se ajusta según si su salida corresponde a la temperatura requerida. Esto significa que la entrada del interruptor depende de la desviación de la temperatura real respecto a la temperatura deseada; la diferencia entre ambas se obtiene mediante un comparador, que en este caso es la persona. En la Figura 1.9 se muestran ambos sistemas.

Un ejemplo cotidiano de un sistema de control de lazo abierto es el tostador. El control se ejerce mediante el establecimiento de un reloj temporizador que determina la cantidad de tiempo en la que el pan debe tostarse. El tono café, resultado de la acción de tostado, se determina únicamente por este tiempo preestablecido. No existe retroalimentación para controlar el grado de tostado para un tono café requerido.

Para ilustrar aún más las diferencias entre los sistemas de lazo abierto y lazo cerrado, considere un motor. Con un sistema de lazo abierto, la velocidad del eje está determinada sólo por el ajuste inicial de una perilla que afecta el voltaje aplicado al motor. Cualquier cambio en el voltaje de alimentación, o en las características del motor como consecuencia de cambios en la temperatura,

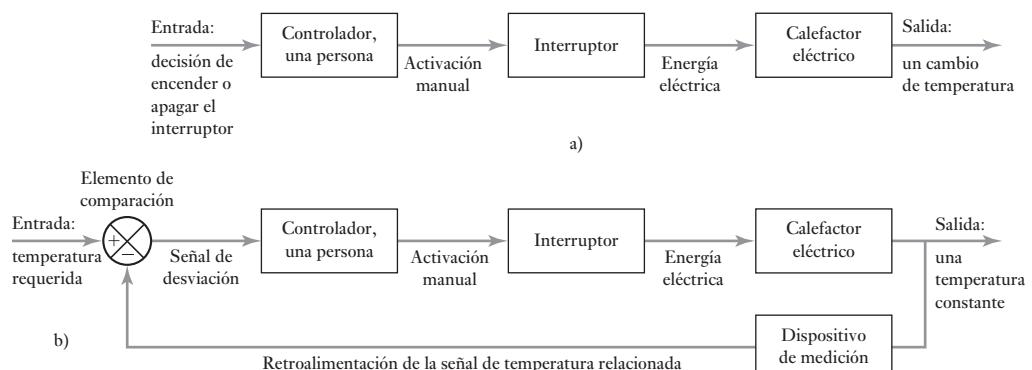


Figura 1.9 Calentamiento de la habitación: a) sistema de lazo abierto, b) sistema de lazo cerrado.

o bien en la carga del eje, cambiará su velocidad, pero sin compensar dicho cambio. No existe retroalimentación. En el caso de un sistema de lazo cerrado, el ajuste inicial de la perilla de control corresponde a cierta velocidad del eje, que se mantendrá constante mediante la retroalimentación, independientemente de los cambios en el voltaje de alimentación, las características del motor o la carga. En un sistema de lazo abierto, la salida del sistema no tiene efecto en la señal de entrada. En un sistema de control de lazo cerrado, la salida sí tiene efecto en la señal de entrada, modificándola para mantener la señal de salida en el valor requerido.

Los sistemas de lazo abierto tienen la ventaja de ser relativamente sencillos, por lo que su costo es bajo y en general su confiabilidad es buena. Sin embargo, con frecuencia son imprecisos ya que no hay corrección de errores. Los sistemas de lazo cerrado tienen la ventaja de ser bastante precisos para igualar el valor real y el deseado. Pero son más complejos y, por lo tanto, más costosos y con mayor probabilidad de descomposturas debido a la mayor cantidad de componentes.

1.5.3 Elementos básicos de un sistema de lazo cerrado

En la Figura 1.10 se muestra la configuración general de un sistema básico de lazo cerrado. Consta de los siguientes elementos:

1 *Elemento comparador/comparador*

Compara el valor deseado o de referencia de la condición variable que se controla con el valor medido de lo que se produce y genera una señal de error. Se puede considerar que suma la señal de referencia, positiva, a la señal del valor medido, que en este caso es negativa:

$$\text{señal de error} = \text{señal del valor de referencia} - \text{señal del valor medido}$$

En general, el símbolo utilizado para representar un elemento en el que se suman las señales es un círculo dividido; cada entrada va a un segmento. Como todas las entradas se suman, la entrada de retroalimentación se indica como negativa y la señal de referencia como positiva, de manera que la suma da la diferencia entre las señales. Un lazo de retroalimentación es el medio por el cual una señal relacionada con la condición real producida se retroalimenta para modificar la señal de entrada de un proceso. Se dice que la **retroalimentación negativa** es cuando la señal que se retroalimenta se resta al valor de entrada. Para controlar un sistema se requiere la retroalimentación negativa. La **retroalimentación positiva** se presenta cuando la retroalimentación de la señal se suma a la señal de entrada.

2 *Elemento de control/controlador*

En cuanto recibe una señal de error, el controlador decide qué acción llevar a cabo. Podría tratarse, por ejemplo, de una señal para accionar un interruptor o abrir una válvula. El plan de control que aplica el controlador

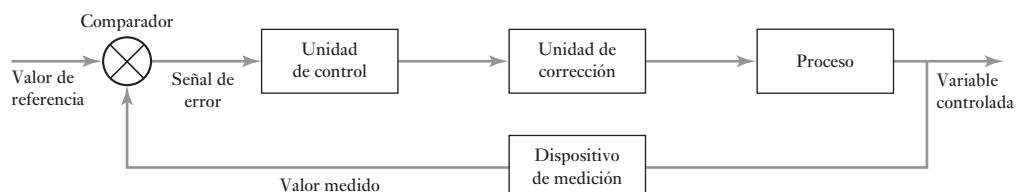


Figura 1.10 Elementos de un sistema de control de lazo cerrado.

podría consistir en entregar una señal que encienda o apague un dispositivo al producirse un error, como en el caso del termostato de una habitación; o quizás una señal que abra o cierre proporcionalmente una válvula, de acuerdo con la magnitud del error. Las acciones de control pueden ser **sistemas alambrados**, en cuyo caso la acción de control se define de manera permanente por la conexión entre los elementos; o bien, pueden ser **sistemas programables**, donde el algoritmo de control se almacena en una unidad de memoria y se puede modificar con una reprogramación. En el Capítulo 17 se analizan los controladores.

3 *Elemento correcto*

El elemento de actuación produce un cambio en el proceso a fin de corregir o modificar la condición controlada. Puede ser un interruptor que enciende un calentador para aumentar la temperatura de un proceso, o una válvula que al abrirse permite la entrada de un mayor volumen de líquido al proceso. El término **actuador** designa al elemento de una unidad de corrección que proporciona la energía para realizar la acción de control. Los elementos de corrección se tratan en los Capítulos 7, 8 y 9.

4 *Planta/Elemento de proceso*

El proceso es aquello que se está controlando. Puede tratarse de la habitación de una casa cuya temperatura se controla o de un tanque con agua cuyo nivel se controla.

5 *Elemento de medición*

El elemento de medición produce una señal relacionada con el estado de la variable del proceso que se controla. Podría tratarse de un interruptor que se enciende cuando alcanza determinada posición o de un termopar que produce una fem relacionada con la temperatura.

En el caso del sistema de lazo cerrado de la Figura 1.10, para una persona que controla la temperatura de una habitación, los elementos del sistema son:

Variable controlada	– temperatura de la habitación
Valor de referencia	– temperatura deseada de la habitación
Comparador	– persona que compara el valor medido y el valor de temperatura deseado
Señal de error	– diferencia entre las temperaturas medida y deseada
Controlador	– persona
Unidad de corrección	– interruptor del calentador
Proceso	– calentamiento mediante un calentador
Dispositivo de medición	– termómetro

Un sistema de control automático para el control de una habitación puede involucrar un elemento termostático el cual es sensible a la temperatura. Se enciende cuando la temperatura cae por debajo de un valor establecido y se apaga cuando lo alcanza. (Figura 1.11). Este interruptor sensible a la temperatura se usa entonces para encender el calentador. El elemento termostático tiene las funciones combinadas de comparación del valor de la temperatura requerida con el que tiene lugar y controla la operación de un interruptor. A menudo, éste es el caso que los elementos en los sistemas de control son capaces de combinar una cantidad de funciones.

En la Figura 1.12 se muestra un ejemplo de un sistema de control sencillo que sirve para mantener constante el nivel del agua en un tanque. El valor de

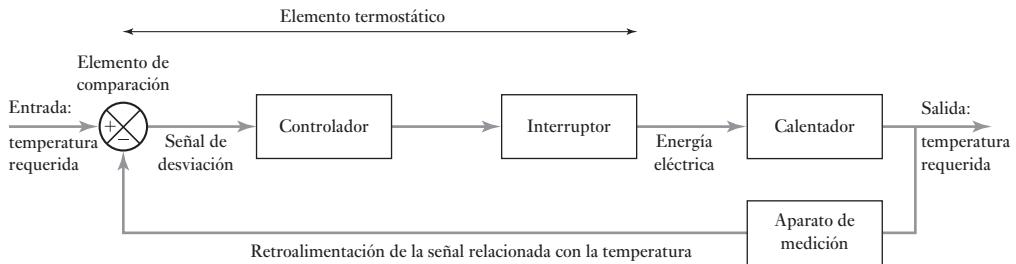


Figura 1.11 Calentamiento de una habitación: un sistema de lazo cerrado.

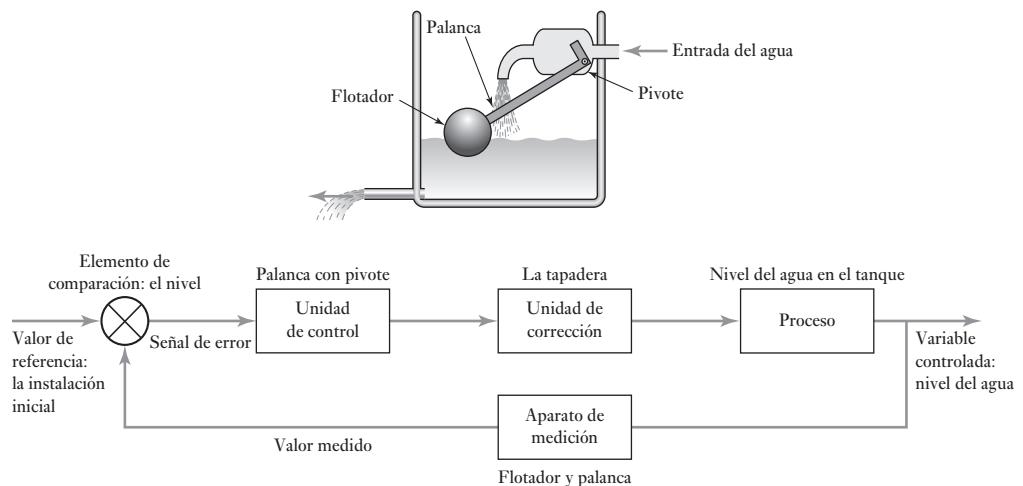


Figura 1.12 El control automático del nivel del agua.

referencia es el ajuste inicial del brazo de la palanca, de manera que interrumpe el suministro de agua justo en el nivel deseado. Al salir el agua del tanque, el flotador se desplaza hacia abajo, junto con el nivel del agua. Esto provoca el giro de la palanca, y permite la entrada de agua. El flujo continúa hasta que el flotador sube al punto en que la palanca impide la entrada de más agua. Se trata de un sistema de lazo cerrado cuyos elementos son:

Variable controlada	– nivel del agua en el tanque
Valor de referencia	– ajuste inicial del flotador y posición de la palanca
Comparador	– la palanca
Señal de error	– diferencia entre las posiciones real e inicial de la palanca
Controlador	– palanca con pivote
Unidad de corrección	– tapadera con la que abre o cierra el paso del agua
Proceso	– nivel del agua en el tanque
Dispositivo de medición	– flotador y palanca

Lo anterior es un ejemplo de sistema de control de lazo cerrado que involucra sólo elementos mecánicos. ¿se puede colocar la palabra “elementos” com-

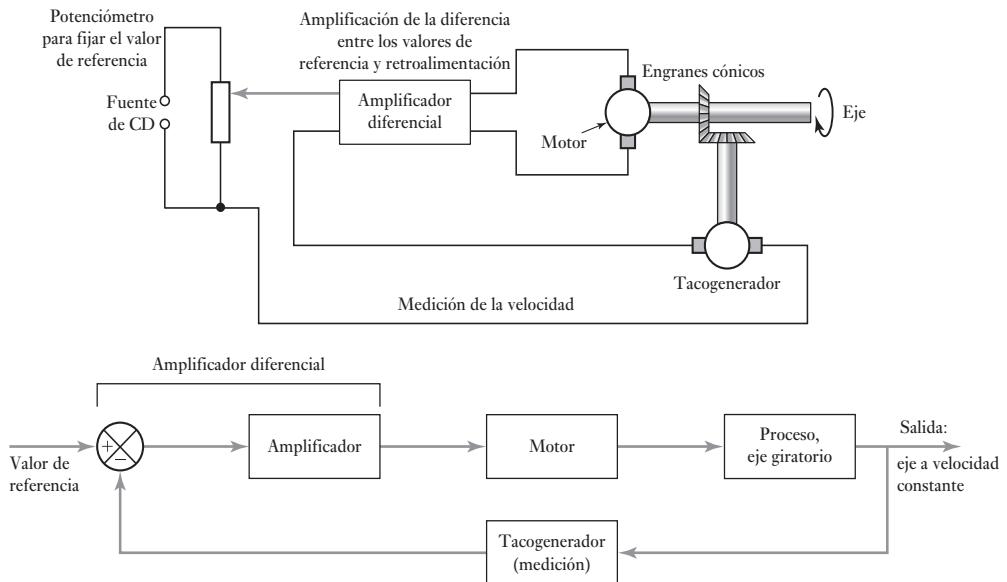


Figura 1.13 Control de la velocidad angular.

pleta? También habría sido posible controlar el nivel del líquido con un sistema de control electrónico. En este caso se tendría un sensor de nivel para producir una señal eléctrica que serviría, después de un acondicionamiento adecuado, como entrada a una computadora donde se compara con un valor predeterminado; la diferencia sería la señal de error, que se utiliza para dar una respuesta adecuada de la salida de la computadora. Esta, después de acondicionarla, se usa para controlar el movimiento de un actuador en la válvula de control de flujo y determinar la cantidad de agua que se deja entrar al tanque.

En la Figura 1.13 se muestra un sistema de control automático sencillo para la velocidad angular de un eje. Mediante un potenciómetro se fija el valor de referencia, es decir, el voltaje que se alimenta al amplificador diferencial y que sirve como valor de referencia de la velocidad angular deseada. El amplificador diferencial se usa para comparar y amplificar los valores de referencia y de retroalimentación, es decir, amplifica la señal de error. Esta señal amplificada se envía a un motor, que a su vez ajusta la velocidad angular del eje. La velocidad del eje se mide utilizando un tacogenerador, conectado al eje mediante un par de engranes cónicos. La señal del tacogenerador se retroalimenta al amplificador diferencial:

Variable controlada	– velocidad angular del eje
Valor de referencia	– ajuste inicial de deslizamiento en el potenciómetro
Comparador	– el amplificador diferencial
Señal de error	– diferencia entre la salida desde el potenciómetro y desde el sistema tacogenerador
Controlador	– el amplificador diferencial
Unidad de corrección	– el motor
Proceso	– engrane rotatorio
Dispositivo de medición	– el tacogenerador

1.5.4 Sistemas de control análogos y digitales

En los **sistemas análogos** todas las señales son funciones continuas de tiempo y es el tamaño de la señal la que es una medida de la variable (Figura 1.14a)). Los ejemplos presentados hasta el momento en este capítulo son de ese tipo. Los **sistemas digitales** pueden considerarse como una secuencia de señales de encendido/apagado, el valor de la variable que se representa por la secuencia de pulsos de encendido/apagado (Figura 1.14b)).

Al utilizar una señal digital para que represente una señal análoga continua, la señal análoga se muestrea en instantes particulares de tiempo y los valores de la muestra se convierten efectivamente en un número digital, es decir, en una secuencia particular de señales digitales. Por ejemplo, podríamos tener para una señal digital de tres dígitos la secuencia digital de:

ningún pulso, ningún pulso, un pulso que representa una señal análoga de 0V,
 ningún pulso, ningún pulso, un pulso que representa 1V,
 ningún pulso, pulso, ningún pulso que representa 2V,
 ningún pulso, pulso, pulso que representa 3V,
 pulso, ningún pulso, ningún pulso que representa 4V,
 pulso, ningún pulso, pulso que representa 5V,
 pulso, pulso, ningún pulso que representa 6V,
 pulso, pulso, pulso que representa 7V.

Dado que la mayoría de las situaciones que se han de controlar son análogas por naturaleza y que son las entradas y las salidas de sistemas de control, por ejemplo una entrada de temperatura y la salida de un calentador, una característica necesaria de un sistema de control digital es que las entradas análogas reales se deben convertir a formas digitales y las salidas digitales deben volver a formas análogas reales. Esto implica el uso de convertidores análogos a digitales (ADC) para las entradas y convertidores digitales a análogos (DAC) para las salidas.

La Figura 1.15 a) muestra los elementos básicos del sistema de control digital de lazo cerrado; compárela con el sistema análogo de lazo abierto en la Figura 1.10. El valor de referencia, o punto de establecimiento, debe ser una entrada a partir de un interruptor. Los elementos del convertidor análogo a digital (ADC) y del convertidor digital a análogo (DAC) están incluidos en el lazo a fin de que se pueda reemplazar el controlador digital con señales digitales

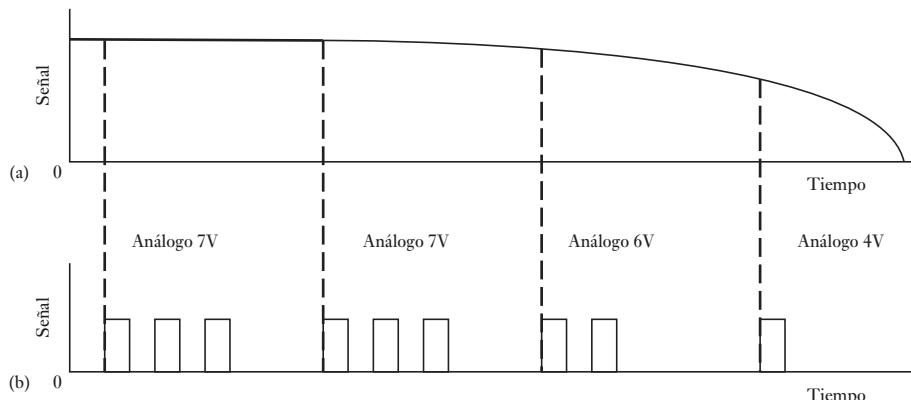


Figura 1.14 Señales: (a) analógica, y (b) la versión digital de la señal analógica que muestra la corriente de señales muestreadas.

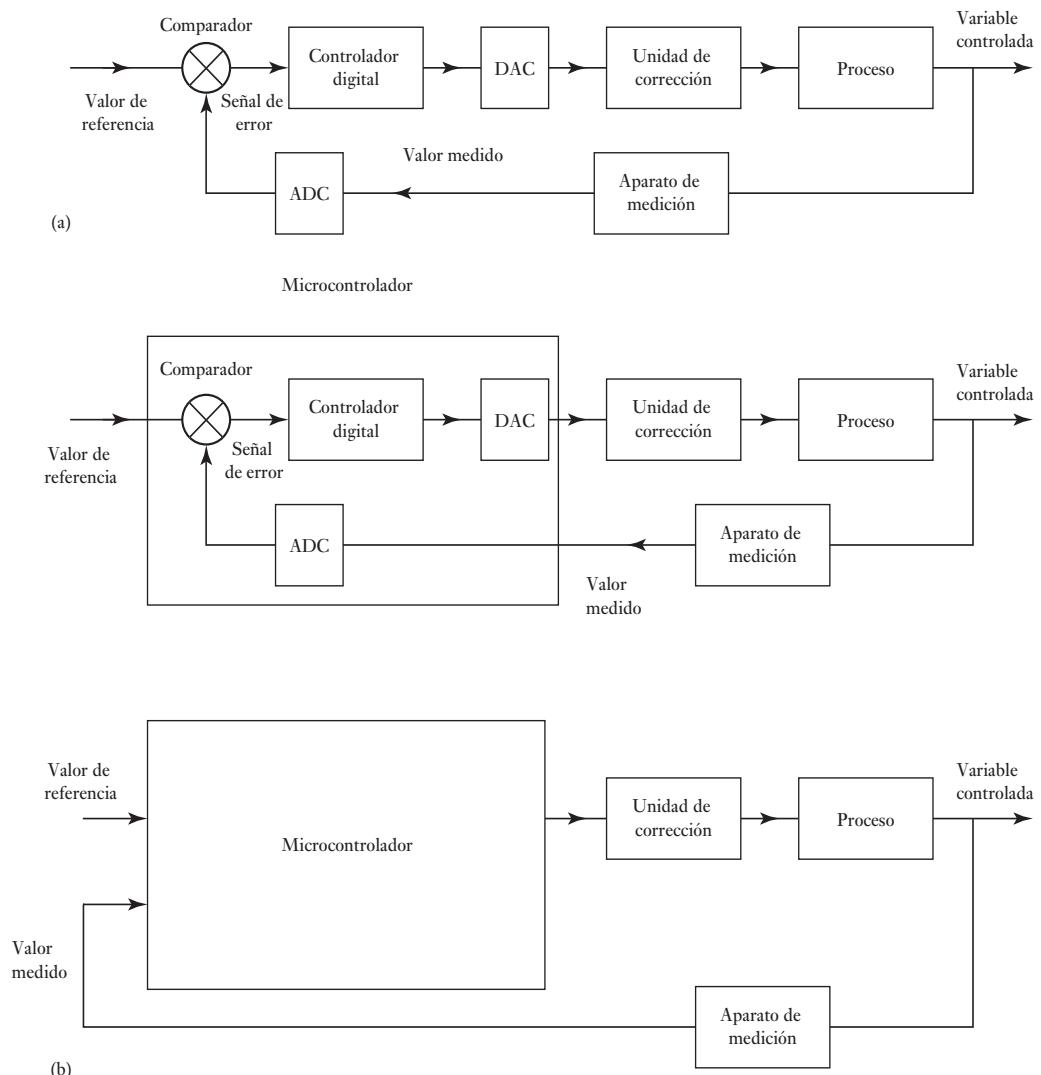


Figura 1.15 (a) Elementos básicos de un sistema de control de lazo cerrado, y (b) sistema de control de un microcontrolador.

desde sistemas de medición análogas, y su salida de señales digitales se puedan convertir a una forma análoga para operar las unidades de corrección. Parecería que habría que agregar un grado de complejidad al sistema de control para tener esta conversión análoga a digital y la conversión digital a análoga, pero hay algunas ventajas importantes: las operaciones digitales se pueden controlar mediante un programa, es decir, un conjunto de instrucciones establecidas; el almacenamiento de información es más fácil; la precisión puede ser mayor; los circuitos digitales se ven menos afectados por el ruido, e inclusive son más fáciles de diseñar.

El controlador digital podría ser una computadora que correría un programa, digamos una parte de un software, para implementar las acciones requeridas. El término algoritmo de control se emplea para describir la secuencia de pasos que se requieren para resolver la problemática del control. El algoritmo

de control que se utilizaría para un control digital se podría describir por los siguientes pasos:

- Leer el valor de referencia, es decir, el valor deseado.
- Leer la salida de la planta real desde el ADC.
- Calcular la señal de error.
- Calcular la salida requerida del controlador.
- Enviar la salida del controlador al DAC.
- Esperar el siguiente intervalo de muestreo.

Sin embargo, muchas de las aplicaciones no necesitan el gasto de una computadora y un microchip bastaría. Por tanto, en las aplicaciones de mecatrónica se suele utilizar un microcontrolador para un control digital. Un microcontrolador es un microprocesador con elementos integrados agregados como una memoria y convertidores análogo a digital y digital a análogo, los cuales se pueden conectar directamente a la planta que se va a controlar de modo que el arreglo podría ser como se muestra en la Figura 1.15 b). Entonces, el algoritmo de control podría ser:

- Leer el valor de referencia, es decir, el valor deseado.
- Leer la salida de la planta real desde su puerto de entrada del ADC.
- Calcular la señal de error.
- Calcular la salida requerida del controlador.
- Enviar la salida del controlador a su puerto de salida del DAC.
- Esperar el siguiente intervalo de muestreo.

Un ejemplo de un sistema de control digital puede ser un sistema de control automático para el control de la temperatura de la habitación que incluye un sensor de temperatura que da una señal análoga, la cual, después de una señal de acondicionamiento apropiada para convertirla en señal digital, es colocada en la entrada del sistema de microprocesador donde se compara con el conjunto de valor y una señal de error generada. Entonces, un controlador digital la sigue para dar a esta salida una señal digital que, una vez emitida la señal apropiada de acondicionamiento para dar un equivalente análogo, se puede utilizar para controlar un calentador y por lo tanto la temperatura de la habitación. Tal sistema puede ser programado con facilidad para diferentes temperaturas en diferentes tiempos del día.

Para ilustrar más sobre el sistema de control digital, la Figura 1.16 muestra una forma de sistema de control digital para la velocidad que un motor puede alcanzar. Compare esto con el sistema análogo en la Figura 1.13.

- El software que se utiliza con un controlador digital necesita ser capaz de:
- Leer datos desde su puerto de entrada.
- Llevar datos de transferencia internos y operaciones matemáticas.
- Enviar datos a sus puertos de salida.

Además, contendrá:

Estructuras para determinar en qué momentos se implementará el sistema.

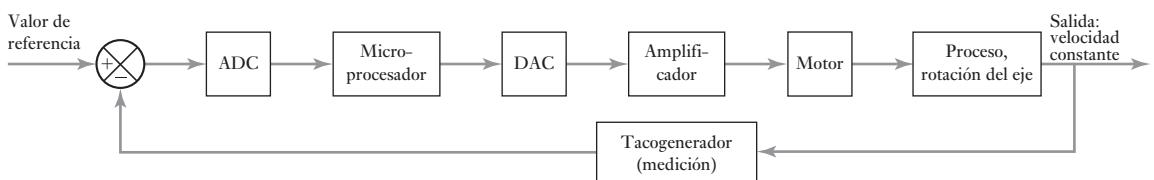


Figura 1.16 Control de velocidad angular.

De esta forma podríamos contar con que el programa sólo espera que ocurra el tiempo de muestreo de ADC y luego salte a la acción cuando se presente una entrada de una muestra. El término **poleo** se emplea en situaciones como éstas, cuando el programa verifica constantemente los puertos de entrada para cada evento de muestreo. De modo que debemos:

- Comprobar los puertos de entrada para señales de entrada.
- No ejecutar si no hay señales.
- Comprobar los puertos de entrada para señales de entrada.
- No ejecutar si no hay señales.
- Comprobar los puertos de entrada para señales de entrada.
- Leer datos ante señal desde sus puertos de entrada.
- Llevar datos de transferencia internos y operaciones matemáticas.
- Enviar datos a sus puertos de salida.
- Comprobar los puertos de entrada para señales de entrada.
- No ejecutar si no hay señales.
- Y así sucesivamente.

Una alternativa de poleo es utilizar un **control de interrupción**. El programa no comprueba sus puertos de entrada pero recibe una señal cuando se presenta una entrada. Esta señal puede provenir de un reloj externo el cual proporciona una señal cada vez que el ADC toma una muestra.

- No hay señal de reloj externo.
- No actuar.
- Señal de reloj externo de que se ha dado una entrada.
- Leer datos desde sus puertos de entrada.
- Llevar datos de transferencia internos y operaciones matemáticas.
- Enviar datos a sus puertos de salida.
- Esperar la siguiente señal del reloj externo.

1.5.5 Controladores secuenciales

Existen diversas situaciones en las que el control se ejerce mediante elementos que se encienden o apagan a tiempos o valores preestablecidos para controlar los procesos y producir una secuencia escalonada de operaciones. Por ejemplo, una vez concluido el paso 1, se inicia el paso 2; cuando éste concluye, se inicia el paso 3, y así sucesivamente.

El término **control secuencial** se usa cuando las acciones están ordenadas estrictamente de acuerdo con una secuencia definida en un tiempo o por una sucesión de eventos. Un control como el anterior se obtiene mediante un circuito eléctrico que cuenta con grupos de relevadores o de interruptores operados por levas, los cuales se conectan de manera que se produzca la secuencia deseada. En la actualidad es probable que este tipo de circuitos se reemplacen por un sistema controlado por microprocesador y con una secuencia controlada por un programa de software.

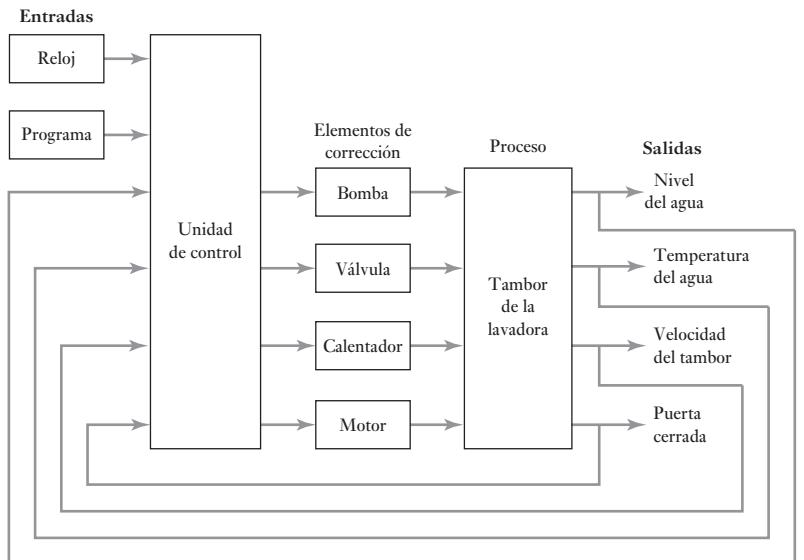
Como ejemplo de control secuencial considere las lavadoras de ropa. Éstas llevan a cabo diversas operaciones en la secuencia correcta. Entre ellas está un ciclo de prelavado, cuando las prendas que se encuentran dentro del tambor se prelanan con agua fría; a continuación se realiza el ciclo de lavado principal con agua caliente; sigue un ciclo de enjuague que emplea varias veces agua fría; por último el ciclo de exprimido, en el cual se elimina el agua de las prendas. Cada una de las operaciones consta de varios pasos. Por ejemplo, durante

el ciclo de prelavado se abre una válvula para llenar con agua el tambor hasta un nivel deseado, se cierra la válvula, se enciende el motor del tambor y gira durante cierto tiempo, luego se activa la bomba para vaciar el tambor de agua. La secuencia de operaciones es llamada **programa**, es decir la secuencia de instrucciones en cada programa que es predefinida y ‘desarrollada’ en el controlador usado.

En la Figura 1.17 se muestra el sistema básico de una lavadora de ropa, que da una idea general de los elementos que lo constituyen. El sistema que solía emplearse como controlador de la lavadora era un sistema mecánico que empleaba un grupo de interruptores operados por levas, es decir, interruptores mecánicos, un sistema que es fácilmente ajustable y que proporciona una gran variedad de programas.

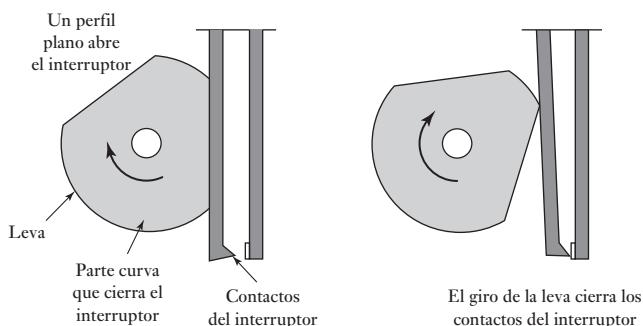
En la Figura 1.18 se muestra el principio básico de este tipo de interruptores. Al encender la lavadora comienza a girar lentamente el eje de un pequeño motor, con una rotación proporcional al tiempo. Dicha rotación hace girar las levas del controlador que a su vez presionan interruptores eléctricos y encienden los circuitos en la secuencia correcta. El perfil de la leva determina el momento en el que opera un interruptor. Es decir, los perfiles de las levas son los medios a través de los cuales se especifica y guarda el programa en la lavadora. La secuencia de instrucciones y las instrucciones utilizadas en un programa de lavado en particular están definidas por el grupo de levas elegido. En las

Figura 1.17 Sistema de lavadora.



Retroalimentación de las salidas del nivel del agua, temperatura del agua, velocidad del tambor y cierre de la puerta.

Figura 1.18 Interruptor operado por levas.



lavadoras modernas, el controlador es un microprocesador y el programa no se obtiene con la posición mecánica de las levas, sino mediante un programa de software. Al microprocesador que controla la lavadora se le puede considerar como ejemplo del enfoque mecatrónico en el que un sistema mecánico se ha integrado con controles electrónicos. Como consecuencia, un sistema mecánico voluminoso es reemplazado por un microprocesador mucho más compacto.

Durante el ciclo de prelavado, una válvula eléctrica se abre al aplicar una corriente y se cierra cuando cesa la corriente. Esta válvula acepta la entrada de agua fría en el tambor durante un lapso determinado por el perfil de la leva, o por la salida del microprocesador utilizado para operar el interruptor. Sin embargo, como el requisito es un nivel específico de agua en el tambor de la lavadora, se necesita otro mecanismo que impida que el agua siga llegando al tambor, durante el tiempo permitido y una vez que se alcanza el nivel requerido. Un sensor produce una señal cuando el nivel del agua llega al nivel preestablecido y produce una salida en el microprocesador que se utiliza para interrumpir el paso de corriente a la válvula. En el caso de la válvula controlada por levas, el sensor acciona un interruptor, que cierra la válvula por la que llega el agua al tambor de la lavadora. Una vez concluido lo anterior, el microprocesador, o el giro de las levas, activa una bomba para vaciar el tambor.

Durante el ciclo de lavado principal, el microprocesador produce una salida, que inicia una vez concluida la parte del prelavado del programa; en el caso del sistema que funciona por leva, ésta tiene un perfil tal que empieza a operar cuando termina el ciclo de prelavado. Activa una corriente en un circuito para abrir una válvula que deja entrar agua fría en el tambor. Se detecta este nivel y se interrumpe el paso del agua al alcanzar el nivel requerido. A continuación, el microprocesador o las levas proporcionan una corriente que sirve para activar un interruptor que suministra una corriente mayor a un calentador eléctrico para calentar el agua. Un sensor de temperatura interrumpe la corriente una vez que la temperatura del agua llega al valor predefinido. El microprocesador o las levas encienden el motor del tambor y se inicia la rotación. Esto continúa durante el tiempo determinado por el microprocesador o por el perfil de la leva, y después se apaga el motor. A continuación, el microprocesador o una leva, alimentan una corriente en una bomba de descarga para vaciar el agua del tambor.

La parte del enjuague de esta operación es una secuencia de señales para abrir válvulas que permiten la entrada de agua fría en la lavadora, interrumpen esta entrada, activan el motor para que gire el tambor, activan una bomba para vaciar el agua del tambor y repiten esta secuencia varias veces.

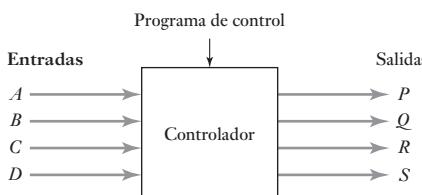
La parte final de la operación es cuando el microprocesador, o una leva, activa el motor a una velocidad mayor que en el caso del enjuague, para exprimir las prendas.

1.6

Controlador lógico programable

En muchos sistemas sencillos tal vez exista un microcontrolador integrado, que sea un microprocesador con memoria todo integrado dentro de un chip, que ha sido específicamente programado para la tarea en cuestión. Una forma más adaptable es el **controlador lógico programable (PLC)**. Éste es un controlador basado en un microprocesador que utiliza memoria programable para almacenar instrucciones y para implementar funciones como secuencia, conteo de tiempo y aritmética lógicas para controlar eventos y que puedan reprogramarse con facilidad para distintas tareas. En la Figura 1.19 se muestra la acción del control de un controlador lógico programable, las salidas como señales desde, por ejemplo, interruptores cerrados y el programa que se

Figura 1.19 Controlador lógico programable.



usa para determinar cómo deberá responder el controlador a las entradas y entonces se deberá dar la salida.

Los controladores lógicos programables se utilizan ampliamente en la industria donde se requiere un control de encendido/apagado. Por ejemplo, se puede emplear en el control del proceso donde se llena un tanque de líquido y luego se calienta a una temperatura específica antes de ser vaciado. De esta manera, la secuencia de control puede ser:

- 1 Encender la bomba para verter el líquido en el tanque.
- 2 Apagar la bomba cuando un detector de nivel emita la señal de encendido, lo que indica que el líquido ha alcanzado el nivel requerido.
- 3 Encender el calentador.
- 4 Apagar el calentador cuando un sensor de temperatura envía la señal de encendido para indicar que se ha alcanzado la temperatura requerida.
- 5 Encender la bomba para vaciar el líquido del contenedor.
- 6 Apagar la bomba cuando un detector de nivel envíe una señal de encendido para indicar que el tanque está vacío.

Vea el capítulo 21 para información más detallada de los controladores lógicos programables y ejemplos de su uso.

1.7

Ejemplos de sistemas mecatrónicos

La mecatrónica reúne la tecnología del sensor y los sistemas de medición, sistemas de microprocesador integrados, actuadores y diseños de ingeniería. Los siguientes son ejemplos de sistemas mecatrónicos e ilustran la manera en la que los sistemas basados en microprocesador han sido capaces no sólo de llevar a cabo tareas que antes se hacían ‘mecánicamente’ sino que también pueden realizar tareas que antes no eran automatizadas con facilidad.

1.7.1 La cámara digital y el autoenfoque

Una cámara digital es probable que tenga un sistema de control de autoenfoque. Un sistema básico utilizado con cámaras menos caras es un sistema de lazo abierto (Figura 1.20a)). Cuando el fotógrafo presiona el obturador, un transductor al frente de la cámara envía los pulsos de luz infrarroja (IR) hacia el sujeto a ser fotografiado. Los pulsos infrarrojos reflejan el sujeto y son reflejados de vuelta hacia la cámara donde el mismo transductor los recoge. Para cada metro el sujeto está lejos de la cámara, el viaje de ida y vuelta es aproximadamente de 6 metros. El tiempo de diferencia entre la salida y los pulsos de regreso es detectado y alimentado a un microprocesador. Éste tiene un conjunto de valores almacenados en su memoria y de esta manera da una salida que rota la lente de la cámara y la mueve a una posición donde el sujeto está enfocado. Este tipo de autofocus sólo se puede usar para distancias hasta de 10 m, puesto que los pulsos infrarrojos de regreso son demasiado débiles a distancias mayores. Por lo tanto, para distancias mayores el microprocesador da una salida que mueve la lente a un escenario.

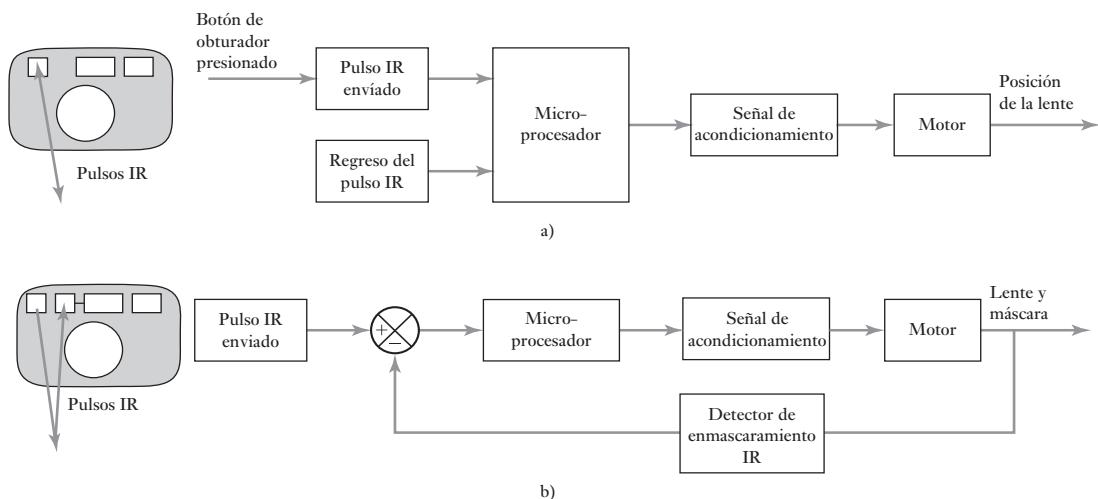


Figura 1.20 Enfoque automático.

Un sistema utilizado en cámaras más caras implica el sistema de triangulación (Figura 1.20b)). Se envían pulsos de radiación infrarroja y los pulsos reflejados son detectados por un transductor distinto al responsable de la transmisión. Sin embargo, inicialmente este transductor tiene una máscara. El microprocesador entonces da una salida que provoca que la lente se mueva y al mismo tiempo la máscara se mueve a través del transductor. La máscara tiene una ranura que se mueve a través del frente del transductor. El movimiento de la lente y la ranura continúa hasta que los pulsos que regresan pueden pasar a través de la ranura y se impactan en el transductor. Entonces hay una salida desde el transductor que lleva al microprocesador a detener el movimiento de la lente, y así se obtiene la posición de en foco.

1.7.2 Sistema de mando del motor

El sistema de mando del motor de un automóvil tiene a su cargo el control de las necesidades de encendido y abastecimiento de combustible de dicho motor. En el caso de una máquina de combustión interna de cuatro tiempos hay varios cilindros, cada uno tiene un pistón conectado a un eje de cigüeñal común y cada uno lleva a cabo una secuencia de operaciones de cuatro tiempos (Figura 1.21).

Cuando el pistón desciende, se abre una válvula y entra al cilindro la mezcla de aire y combustible. Cuando el pistón sube, la válvula se cierra y se comprime la mezcla de aire-combustible. Cuando el pistón está cerca de la parte superior del cilindro, una bujía enciende la mezcla y se produce la expansión de los gases calientes. Esta expansión da lugar a que el pistón baje otra vez y el ciclo se repita. Los pistones de cada cilindro están unidos a un eje de cigüeñal común y sus tiempos de trabajo son distintos, de manera que siempre hay energía para hacer girar el eje del cigüeñal.

La potencia y la velocidad del motor se controlan variando el tiempo de encendido y la mezcla aire-combustible. En los motores de los autos modernos esto lo hace un microprocesador. En la Figura 1.22 se muestran los elementos básicos del sistema de control por microprocesador. Durante el

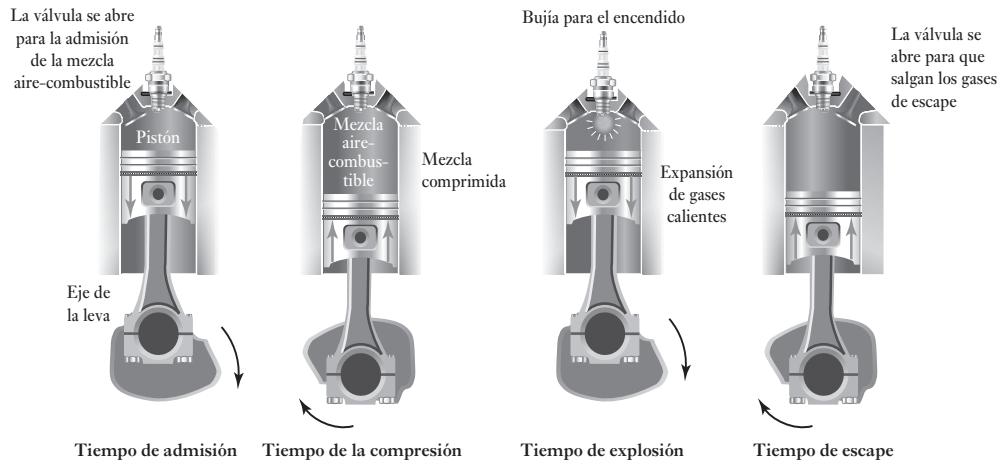


Figura 1.21 Secuencia del ciclo de cuatro tiempos.

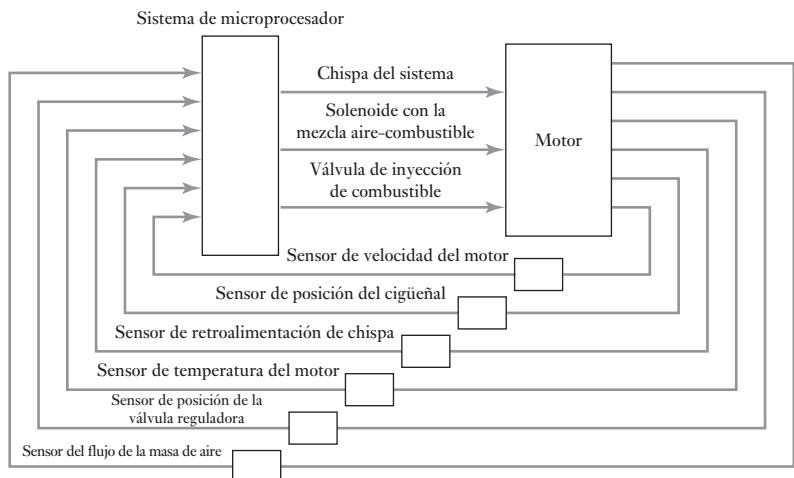


Figura 1.22 Elementos de un sistema de mando del motor.

tiempo de encendido, el eje del cigüeñal acciona un distribuidor que hace contactos eléctricos para cada bujía, por turno y en una rueda de temporización. Ésta genera pulsos que indican la posición del eje del cigüeñal. Después, el microprocesador ajusta el tiempo en el que los pulsos de alto voltaje se envían al distribuidor para que se produzcan en los momentos ‘correctos’. Para controlar la cantidad de la mezcla de aire-combustible que entra a un cilindro durante los tiempos de admisión, el microprocesador varía el tiempo de la activación con una válvula solenoide para que abra la válvula de admisión con base en las entradas recibidas de la temperatura del motor y la posición de la válvula reguladora. La cantidad de combustible que se debe inyectar a la corriente de aire se determina por la entrada de un sensor que mide el gasto másico del flujo de aire, o bien se calcula a partir de otras mediciones; a continuación, el microprocesador produce una salida que controla una válvula de inyección de combustible. Observe que la Figura 1.22 es un diagrama muy simplista del sistema de mando del motor.

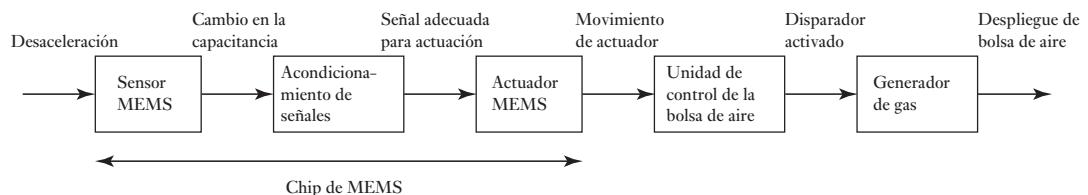


Figura 1.23 Sistema de control de una bolsa de aire.

1.7.3 Los MEMS y la bolsa de aire de un automóvil

Los Sistemas microelectromecánicos (MEMS) son aparatos mecánicos que se construyen de manera integrada en chips de semiconductores, y cuyo rango de tamaños va desde los 20 micrómetros hasta un milímetro y sus componentes miden de 0.001 a 0.1 milímetros. Los MEMS pueden sentir, controlar y activar procesos mecánicos en la escala micro. Hay un mayor uso cada día de este tipo de chips, y un ejemplo es lo siguiente.

Las bolsas de aire en los automóviles están diseñadas para inflarse en caso de choque de modo que amortigüe los efectos del impacto en el ocupante del vehículo. El sensor de la bolsa de aire es un acelerómetro de MEMS con un elemento micromecánico integrado, el cual se mueve en respuesta a una desaceleración rápida. La Figura 2.9 muestra en detalle el dispositivo ADXL-50 de amplio uso. La rápida desaceleración provoca un cambio en la capacitancia en el acelerómetro del MEMS, el cual detectan los componentes electrónicos en el chip del MEMS y se activa la unidad de control para encender la bolsa de aire. Entonces, la unidad de control dispara la ignición de un gas generador de propelentes para que se infle rápidamente una bolsa hecha de nylon (Figura 1.23). En cuanto el cuerpo del ocupante choca y se comprime con la bolsa inflada, el gas escapa de manera controlada a través de pequeños orificios y amortigua el impacto. El tiempo que se consume desde el momento de la colisión, mas todo el proceso de despliegue e inflado de la bolsa de aire, es de alrededor de 60 a 80 milisegundos.

Resumen

La mecatrónica es un desarrollo coordinado y, al mismo tiempo, es la integración de la ingeniería mecánica a la electrónica y al control inteligente por computadora para el diseño y manufatura de productos y procesos. La mecatrónica implica la reunión de una cantidad de tecnologías: ingeniería mecánica, ingeniería electrónica, tecnología cibernetica y ingeniería de control. La mecatrónica ofrece una oportunidad para tener una nueva perspectiva de los problemas, con ingenieros que no sólo consideran un problema en términos de principios mecánicos sino en términos de un rango de tecnologías. La electrónica y demás tecnologías no deben considerarse como partes agregadas al hardware mecánico. Se necesita adoptar un enfoque mecatrónico desde la fase de diseño.

Los microprocesadores por lo general implican un sistema mecatrónico y éstos están integrados. Un sistema integrado es el que está diseñado para controlar una gama de funciones y no está diseñado para ser programado de la misma manera que una computadora por el usuario final. De esta manera, con un sistema integrado, el usuario no puede cambiar lo que hace el sistema al añadir o reemplazar el software.

Se puede considerar un **sistema** como una caja o diagrama de bloques que cuenta con una entrada y una salida, en donde lo importante no es lo que sucede adentro de la caja sino sólo la relación entre la salida y la entrada.

Para predecir la forma en la que los sistemas se comportan cuando tienen entradas, es necesario elaborar **modelos** que relacionen la salida con la entrada de manera que se pueda trabajar, asimismo, predecir también cómo variará el tiempo en una entrada dada.

Los **sistemas de medición**, por lo general, se les puede considerar para crear los tres elementos básicos: sensor, acondicionador de señal y visualizador.

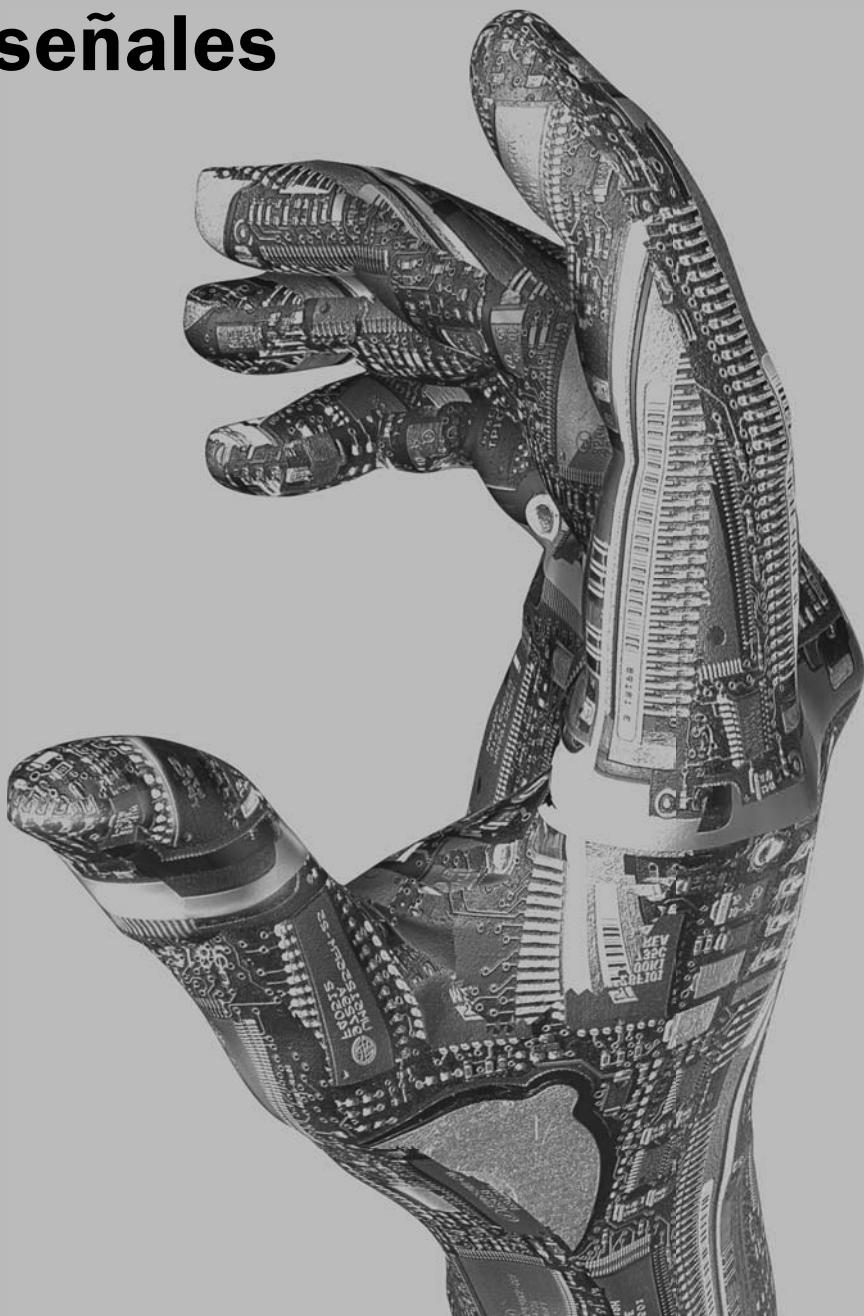
Existen dos formas básicas de **sistema de control**: **sistema de lazo abierto** y **sistema de lazo cerrado**. Con el sistema de lazo cerrado hay retroalimentación, es un sistema que cuenta con un elemento de comparación, un elemento de control, un elemento de corrección, un elemento de proceso y la retroalimentación que incluye un elemento de medición.

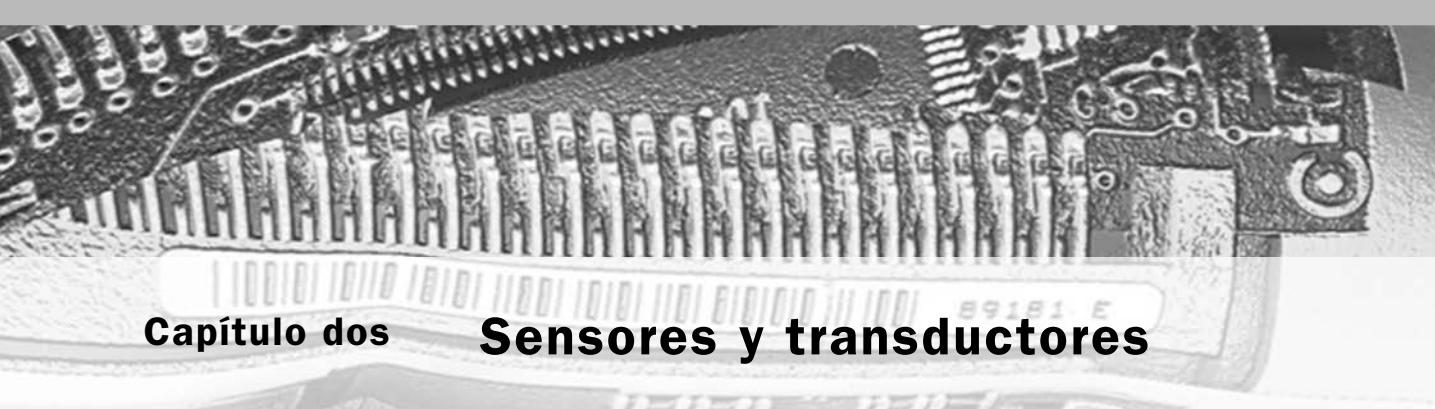
Problemas

- 1.1 Identifique el sensor, el acondicionador de señal y el visualizador en los sistemas de medición de: a) un termómetro de mercurio, b) un manómetro Bourdon.
- 1.2 Explique cuál es la diferencia entre un control de lazo abierto y uno de lazo cerrado.
- 1.3 Identifique los elementos que podrían estar presentes en un sistema de control de un calentador eléctrico controlado por un termostato.
- 1.4 El sistema de control automático de la temperatura de un baño de líquido consiste en un voltaje de referencia que se alimenta a un amplificador diferencial. Éste se conecta a un relevador, el cual enciende o apaga la alimentación eléctrica de un calentador que se encuentra en el líquido. La retroalimentación negativa se obtiene mediante un sistema de medición, que alimenta un voltaje al amplificador diferencial. Dibuje un diagrama de bloques del sistema y explique cómo se produce la señal de error.
- 1.5 Explique la función de un controlador lógico programable.
- 1.6 Explique qué se entiende por control secuencial y ejemplifíquelo en su respuesta.
- 1.7 Indique los pasos que deben integrar el control secuencial de una lavavajillas.
- 1.8 Compare el diseño tradicional de un reloj con el diseño mecatrónico del mismo producto que incluye un microprocesador.
- 1.9 Compare el sistema de control del sistema de calefacción central doméstica cuando se utiliza un termostato bimetálico y cuando se utiliza un microprocesador.

Parte II

Sensores y acondicionamiento de señales





Capítulo dos Sensores y transductores

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Describir el desempeño de los sensores que se utilizan con frecuencia mediante el uso de términos como rango, extensión, error, exactitud, sensibilidad, histéresis y error por no linealidad, repetibilidad, estabilidad, banda muerta, resolución, impedancia de salida, tiempo de respuesta, tiempo constante, tiempo de levantamiento y tiempo de asentamiento.
- Evaluar los sensores utilizados en la medición de desplazamiento, posición y proximidad, velocidad y movimiento, fuerza, presión de fluido, flujo de líquido, nivel del líquido, temperatura e intensidad luminosa.
- Explicar el problema de rebote cuando los interruptores mecánicos se utilizan para introducir datos y cómo se puede superar el problema.

2.1

Sensores y transductores

El término **sensor** se refiere a un elemento que produce una señal relacionada con la cantidad que se está midiendo. Por ejemplo, en el caso de un elemento para medir temperatura mediante resistencia eléctrica, la cantidad que se mide es la temperatura y el sensor transforma una entrada de temperatura en un cambio en la resistencia. Con frecuencia se utiliza el término **transductor** en vez de sensor. Un transductor se define como el elemento que al someterlo a un cambio físico experimenta un cambio relacionado. Entonces, los sensores son transductores. Sin embargo, un sistema de medición puede utilizar transductores, además de sensores, en otras partes del sistema para convertir señales de una forma dada en otra distinta. Un sensor/transductor es **análogo** si ofrece una salida que sea análoga y de esta manera cambia de forma continua y por lo general tiene una salida cuyo tamaño es proporcional al tamaño de la variable que se está midiendo. El término **digital** se emplea cuando los sistemas ofrecen salidas que son digitales por naturaleza, por ejemplo, una secuencia de señales encendido/apagado principalmente, que arrojan un número cuyo valor se relaciona con el tamaño de la variable que se está midiendo.

En este capítulo se estudiarán los transductores, en particular los que se utilizan como sensores. Se definirá la terminología utilizada para especificar el funcionamiento de los transductores y se darán ejemplos de transductores de uso común en ingeniería.

2.1.1 Sensores inteligentes

Algunos sensores vienen combinados con su acondicionamiento de señal todo en el mismo paquete. Sin embargo, tal sensor aún requiere más procesamiento

de datos. No obstante, es posible tener el sensor y el acondicionamiento de señal combinados con un microprocesador en el mismo paquete. A dicho arreglo se le conoce como **sensor inteligente**. Un sensor inteligente puede tener funciones como la capacidad de compensar errores al azar, para adaptarse a los cambios en el medio ambiente, dar un cálculo automático de exactitud de medición, ajustarse para no linealidades con el fin de ofrecer un salida lineal, auto calibrar y diagnosticar fallas.

Dichos sensores tienen su propio estándar, IEEE 1451, de manera que los sensores inteligentes dependiendo de estos estándares pueden utilizarse en una forma ‘plug-and-play’, manteniendo y comunicando los datos de manera estándar. La información se almacena en la forma de un TEDS (transductor de hoja de datos electrónicos), por lo general en EEPROM, identifica cada aparato y ofrece datos de calibración.

2.2

Terminología del funcionamiento

Los siguientes términos se emplean para definir el funcionamiento de los transductores y, con frecuencia, el de los sistemas de medición como un todo.

1 Intervalo y extensión

El intervalo de un transductor define los límites entre los cuales puede variar la entrada. La extensión es el valor máximo de la entrada menos el valor mínimo. Por ejemplo, una celda de carga utilizada para medir fuerzas, podría tener un intervalo de 0 a 50 kN y una extensión de 50 kN.

2 Error

El error es la diferencia entre el resultado de una medición y el valor verdadero de la cantidad que se mide:

$$\text{error} = \text{valor medido} - \text{valor real}$$

Así, si un sistema de medición marca un valor de temperatura de 25° C, cuando el valor real de la temperatura es 24° C, el error es +1° C. Si la temperatura real fuera 26° C, entonces el error sería -1° C. El sensor puede producir un cambio en la resistencia de 10.2 Ω, cuando el cambio verdadero debió ser de 10.5 Ω. El error es de -0.3 Ω.

3 Exactitud

La exactitud es el grado hasta el cual un valor producido por un sistema de medición podría estar equivocado. Es, por lo tanto, igual a la suma de todos los errores posibles más el error en la exactitud de la calibración del transductor. Por ejemplo, si la exactitud de un instrumento para medir temperatura se especifica como un valor de $\pm 2^\circ\text{C}$, la lectura en el instrumento estará entre $+2$ y -2°C del valor real. Es común expresar la exactitud como un porcentaje de la salida a intervalo total, o como una desviación en escala total. El término desviación en escala total se originó cuando las salidas de los sistemas de medición se presentaban casi siempre en una escala circular o lineal. Por ejemplo, la especificación de exactitud de un sensor sería $\pm 5\%$ de la salida en escala total; si el rango del sensor fuera de 0 a 200° C, entonces puede esperarse que la lectura dada esté entre $+10$ y -10°C de la lectura real.

4 Sensibilidad

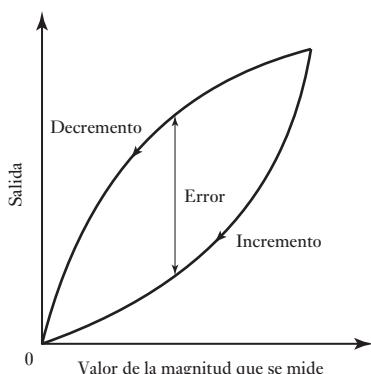
La sensibilidad es la relación que indica cuánta salida se obtiene por unidad de entrada, es decir, salida/entrada. Por ejemplo, un termómetro de resistencia puede tener una sensibilidad de $0.5\ \Omega/\text{ }^\circ\text{C}$. Es frecuente que este término también se utilice para indicar la sensibilidad a otras entradas

además de la que se mide, como a cambios ambientales. Entonces, puede haber sensibilidad del transductor a los cambios en la temperatura ambiente, o quizás a las fluctuaciones en el suministro de voltaje de la línea de alimentación. Puede decirse que un transductor para medir tiene sensibilidad de $\pm 0.1\%$ de la lectura por $^{\circ}\text{C}$ de cambio en la temperatura.

5 *Error por histéresis*

Los transductores pueden producir distintas salidas de la misma cantidad medida según si el valor se obtuvo mediante un cambio por incremento continuo o por decremento continuo. Este efecto se conoce como histéresis. La Figura 2.1 muestra una salida de este tipo, donde el error por histéresis es la diferencia máxima en la salida obtenida a partir de valores de incremento y decremento.

Figura 2.1 Histéresis.



6 *Error por no linealidad*

Para muchos transductores se supone que en su intervalo de funcionamiento la relación entre la entrada y la salida es lineal, es decir, la gráfica de la salida contra la entrada produce una línea recta. Sin embargo, son pocos los transductores en los que la relación anterior es realmente una línea recta; por ello, al suponer la existencia de esta linealidad se producen errores. Este error se define como la desviación máxima respecto a la línea recta. Para expresar numéricamente el error por no linealidad se utilizan varios métodos. Las diferencias ocurren al determinar la relación de la línea recta respecto a la cual se especifica el error. Un método consiste en dibujar la recta que une los valores de salida en los puntos extremos del intervalo; otro es determinar la recta con el método de mínimos cuadrados, a fin de calcular qué línea se adapta mejor considerando que todos los valores tienen la misma probabilidad de error; otro más es encontrar la línea recta con el método de mínimos cuadrados para determinar el mejor ajuste que también pase por el punto cero. En la Figura 2.2 se ilustran los tres métodos y cómo afectan el error respectivo por no linealidad. En general este error se expresa como un porcentaje del intervalo completo de salida. Por ejemplo, un transductor para medir presión tendría un error por no linealidad de $\pm 0.5\%$ del intervalo completo.

7 *Repetibilidad/reproducibilidad*

Los términos repetibilidad y reproducibilidad se utilizan para describir la capacidad del transductor para producir la misma salida después de aplicar varias veces el mismo valor de entrada. El error que resulta al no

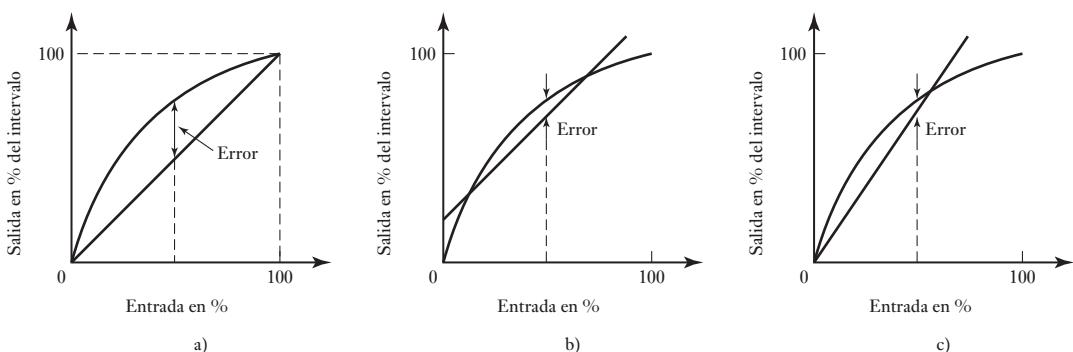


Figura 2.2 Error por no linealidad utilizando: a) valores externos del intervalo, b) la mejor línea recta que incluya todos los valores, c) la mejor línea recta que pase por el punto cero.

obtener la misma salida después de aplicar el valor de entrada se expresa como un porcentaje del intervalo total de salida:

$$\text{repetibilidad} = \frac{\text{val. máx.} - \text{val. mín.}}{\text{intervalo total}} \times 100$$

Se dice que un transductor para medir la velocidad angular tiene una repetibilidad de $\pm 0.01\%$ del intervalo total a una velocidad angular determinada.

8 Estabilidad

La estabilidad de un transductor es su capacidad para producir la misma salida cuando se usa para medir una entrada constante en un periodo. Para describir el cambio en la salida que ocurre en el tiempo, se utiliza el término **deriva**. La deriva se puede expresar como un porcentaje del intervalo total de salida. El término **deriva del cero** se refiere a los cambios que se producen en la salida cuando la entrada es cero.

9 Banda /tiempo muerto

La banda muerta o espacio muerto de un transductor es el intervalo de valores de entrada para los cuales no hay salida. Por ejemplo, la fricción de rodamiento de un medidor de flujo con rotor significa que no se produce salida hasta que la entrada alcanza cierto umbral de velocidad. El tiempo muerto es el lapso que transcurre desde la aplicación de una entrada hasta que la salida empieza a responder y cambiar.

10 Resolución

Cuando la entrada varía continuamente en todo el intervalo, las señales de salida de algunos sensores pueden cambiar en pequeños escalones. Un ejemplo es el potenciómetro con devanado de alambre: la salida aumenta escalonada conforme el cursor del potenciómetro pasa de una vuelta del devanado a otra. La resolución es el cambio mínimo del valor de entrada capaz de producir un cambio observable en la salida. Por ejemplo, la resolución de un potenciómetro con devanado de alambre podría ser 0.5° , o quizás un porcentaje de la desviación en escala total. Para sensores con salida digital, el cambio mínimo de la señal de salida sería de 1 bit. Por lo tanto, un sensor que produzca una palabra de datos de N bits, es decir, un total de 2^N bits, la resolución se expresaría como $1/2^N$.

11 *Impedancia de salida*

Cuando un sensor que produce una salida eléctrica se enlaza o conecta con un circuito electrónico, es necesario conocer la impedancia de salida ya que ésta se va a conectar en serie o en paralelo con dicho circuito. Al incluir el sensor, el comportamiento del sistema con el que se conecta podría modificarse de manera considerable. En la sección 6.1.1 se aborda el tema de la carga.

Para ejemplificar lo anterior considere el significado de las siguientes especificaciones de un transductor de presión de galgas extensométricas:

Intervalos: 70 a 1 000 kPa, 2 000 a 70 000 kPa

Voltaje de alimentación: 10 V c.d. o c.a. rms

Salida a intervalo total: 40 mV

No linealidad e histéresis: $\pm 0.5\%$ de la salida a intervalo total

Intervalo de temperatura: -54°C a $+120^\circ\text{C}$ en operación

Deriva del cero térmica: 0.030% de la salida a intervalo total/ $^\circ\text{C}$

El intervalo anterior indica que el transductor sirve para medir presiones entre 70 y 1 000 kPa, o 2 000 y 70 000 kPa. Para operar requiere una fuente de alimentación de 10 V c.d. o c.a. rms, produce una salida de 40 mV cuando la presión en el intervalo inferior es 1 000 kPa y cuando es 70 000 kPa en el intervalo superior. La no linealidad y la histéresis pueden producir errores de $\pm 0.5\%$ de 1 000, es decir, ± 5 kPa en el intervalo inferior y de $\pm 0.5\%$ de 70 000, es decir, ± 350 kPa en el intervalo superior. Este transductor se puede utilizar entre -54 y $+120^\circ\text{C}$ de temperatura. Cuando la temperatura cambia en 1°C , la salida del transductor correspondiente a una entrada cero cambia 0.030% de 1 000 = 0.3 kPa en el intervalo inferior y 0.030% de 70 000 = 21 kPa en el intervalo superior.

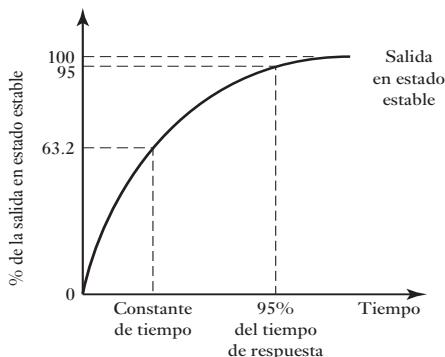
2.2.1 Características estáticas y dinámicas

Las **características estáticas** son los valores obtenidos cuando se presentan condiciones de estado estable, es decir, valores obtenidos una vez que el transductor se asienta después de recibir cierta entrada. La terminología anterior se refiere a este tipo de estado. Las **características dinámicas** se refieren al comportamiento entre el momento en que cambia el valor de entrada y el tiempo en que el valor dado por el transductor logra su valor de estado estable. Las características dinámicas se expresan en función de la respuesta del transductor a entradas con determinadas formas. Por ejemplo, en una entrada tipo escalón, la entrada cambia bruscamente de 0 a un valor constante; en una entrada tipo rampa, la entrada se modifica a velocidad constante; o en una entrada senoidal con una frecuencia determinada. El lector encontrará los siguientes términos (en el Capítulo 12 se da un tratamiento más detallado de los sistemas dinámicos):

1 *Tiempo de respuesta*

Es el tiempo que transcurre después de aplicar una entrada constante, una entrada escalón, hasta que el transductor produce una salida correspondiente a un porcentaje especificado, como 95% del valor de la entrada (Figura 2.3). Por ejemplo, si un termómetro de mercurio se pone en un líquido caliente transcurrirá un lapso considerable, quizás 100 s o más, antes de que el termómetro indique 95% de la temperatura real del líquido.

Figura 2.3 Respuesta a una entrada tipo escalón.



2 Constante de tiempo

Es el 63.2% del tiempo de respuesta. La constante de tiempo de un termopar en el aire podría ser de 40 a 100 s. La constante de tiempo es una medida de la inercia del sensor y de qué tan pronto reaccionará a los cambios en su entrada; cuanto mayor sea la constante de tiempo más lenta será su reacción ante una señal de entrada variable. En la sección 12.3.4 se explica matemáticamente la constante de tiempo en términos del comportamiento de un sistema cuando se somete a una entrada tipo escalón.

3 Tiempo de levantamiento

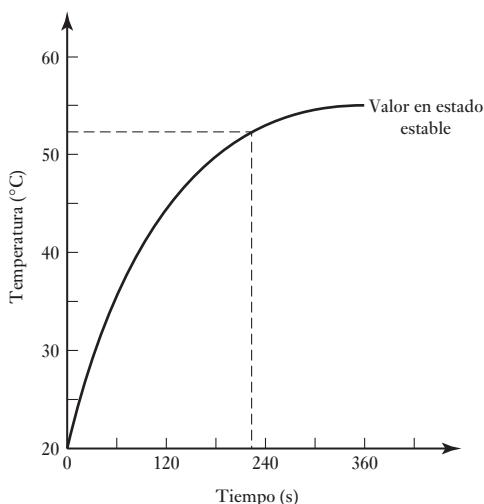
Es el tiempo que requiere la salida para llegar a un porcentaje especificado de la salida en estado estable. Es común que el tiempo de levantamiento se refiera al tiempo que tarda la salida en subir de 10% a 90% o 95% del valor en estado estable.

4 Tiempo de asentamiento

Es el tiempo que tarda la salida en alcanzar un porcentaje de un valor determinado, por ejemplo, 2% del valor en estado estable.

Para ilustrar lo anterior, considere la Figura 2.4 la cual indica cómo cambiaron con el tiempo las lecturas de un instrumento, obtenidas en un termómetro hundido en un líquido en el tiempo $t = 0$. El valor de estado fijo es de 55°C y por lo tanto, ya que 95% de 55 es 52.25°C, el 95% del tiempo de respuesta es de aproximadamente 228 s.

Figura 2.4 Termómetro en un líquido.



Las siguientes secciones presentan ejemplos de transductores agrupados de acuerdo con lo que miden. Las mediciones que con mayor frecuencia se encuentran en ingeniería mecánica son desplazamiento, proximidad, velocidad, fuerza, presión, flujo de fluidos, nivel de líquidos, temperatura e intensidad luminosa.

2.3

Desplazamiento, posición y proximidad

Los sensores de **desplazamiento** miden la distancia en la que se mueve un objeto; los sensores de **posición** determinan la posición de un objeto respecto a un punto de referencia. Los sensores de **proximidad** son una modalidad de sensor de posición y determinan en qué momento un objeto se mueve dentro de una distancia crítica del sensor. Son en esencia dispositivos que dan salidas del tipo encendido o apagado.

Los sensores de desplazamiento y de posición se pueden clasificar en dos tipos básicos: sensores de contacto donde el objeto medido entra en contacto mecánico con el sensor, y sensores sin contacto cuando no hay contacto físico entre el objeto y el sensor. En los métodos de desplazamiento lineal con contacto, en general se utiliza un eje sensor en contacto directo con el objeto que se monitorea. El desplazamiento de este eje se monitorea mediante un sensor. Su movimiento se aprovecha para provocar cambios de voltaje eléctrico, resistencia, capacitancia o inductancia mutua. En el caso de los métodos de desplazamiento angular en los que se utiliza una conexión mecánica, tal vez la rotación de un eje active directamente la rotación del elemento transductor mediante engranes. En los sensores que no hay contacto se recurre al objeto medido en las proximidades de dichos sensores, lo que provoca cambios en la presión del aire del sensor, o quizás cambios de inductancia o capacitancia. Los siguientes son ejemplos de sensores de desplazamiento de uso común.

2.3.1 Sensor de potenciómetro

Un **potenciómetro** es un elemento resistivo que tiene un contacto deslizante (llamado cursor) que puede desplazarse a lo largo del elemento. Estos elementos se pueden usar en desplazamientos lineales o rotacionales; el desplazamiento se convierte en una diferencia de potencial. El potenciómetro rotacional está formado por una pista o canal circular con devanado de alambre o por una capa de plástico conductor; sobre la pista rota un cursor giratorio (Figura 2.5) y ésta puede ser una sola circunferencia o helicoidal. Con un voltaje de entrada constante V_s entre las terminales 1 y 3, el voltaje de salida V_o entre las terminales 2 y 3 es una fracción del voltaje de entrada, la fracción que depende

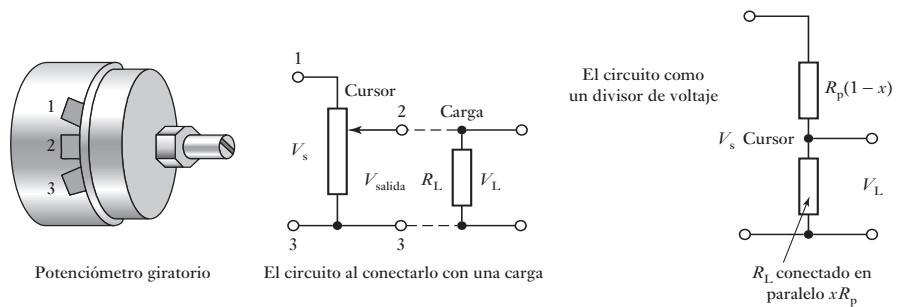


Figura 2.5 Potenciómetro giratorio.

de la relación de resistencia R_{23} entre las terminales 2 y 3 comparada con la resistencia total R_{13} entre las terminales 1 y 3, es decir: $V_o/V_s = R_{23}/R_{13}$. Si la resistencia de la pista por unidad de longitud (por ángulo unitario) es constante, entonces la salida es proporcional al ángulo a lo largo del cual gira el cursor. En este caso un desplazamiento angular se puede convertir en una diferencia de potencial.

En una pista con devanado de alambre, al pasar de una vuelta a la otra, la parte deslizante cambia la salida de voltaje en escalones, cada uno de los cuales corresponde al avance de una vuelta. Si el potenciómetro tiene N vueltas, la resolución expresada en porcentaje es $100/N$. Por lo tanto, la resolución de una pista de alambre está limitada por el diámetro del alambre utilizado y su valor suele variar entre 1.5 mm en pistas con devanado burdo y 0.5 mm para pistas con devanado fino. Los errores por la no linealidad de la pista varían de menos de 0.1% hasta casi 1%. La resistencia de la pista varía entre $20\ \Omega$ y $200\ k\Omega$. El plástico conductor idealmente tiene una resolución infinita, los errores por la no linealidad de la pista son del orden de 0.05% y valores de resistencia entre $500\ \Omega$ y $80\ k\Omega$. El coeficiente por temperatura de la resistencia del plástico conductor es mayor que el del alambre, por lo que los cambios de temperatura tienen mayor influencia en la exactitud.

Un efecto que debe tomarse en cuenta en el potenciómetro es el de la carga que se conecta en la salida, R_L . La diferencia de potencial a través de la carga V_L es directamente proporcional a V_o sólo si la resistencia del resistor de carga es infinita. Para cargas finitas, el efecto de la carga es transformar una relación lineal entre voltaje de salida y ángulo en una relación no lineal. La resistencia R_L está en paralelo con la fracción x de la resistencia del potenciómetro R_p . Esta resistencia combinada vale $R_LxR_p/(R_L + xR_p)$. La resistencia total a través de la fuente de voltaje es igual a:

$$\text{resistencia total} = R_p(1 - x) + R_LxR_p/(R_L + xR_p)$$

El circuito es un circuito divisor de voltaje y, por lo tanto, el voltaje en la carga es la fracción de la resistencia a través de la carga entre la resistencia total a través de la cual se conecta el voltaje aplicado:

$$\begin{aligned}\frac{V_L}{V_s} &= \frac{xR_LR_p/(R_L + xR_p)}{R_p(1 - x) + xR_LR_p/(R_L + xR_p)} \\ &= \frac{x}{(R_p/R_L)x(1 - x) + 1}\end{aligned}$$

Si la carga tiene resistencia infinita, entonces $V_L = xV_s$. Por lo tanto, el error causado por la carga con resistencia finita es:

$$\begin{aligned}\text{error} &= xV_s - V_L = xV_s - \frac{xV_s}{(R_p/R_L)x(1 - x) + 1} \\ &= V_s \frac{R_p}{R_L}(x^2 - x^3)\end{aligned}$$

Para ilustrar lo anterior, considere el error por no linealidad de un potenciómetro con resistencia de $500\ \Omega$, cuando el elemento deslizante avanza la mitad de su recorrido máximo, por lo que la carga tiene una resistencia de $10\ k\Omega$. El voltaje de alimentación es $4\ V$. Mediante la ecuación deducida antes:

$$\text{error} = 4 \times \frac{500}{10\ 000}(0.5^2 - 0.5^3) = 0.025\ V$$

Como porcentaje de la lectura a rango total, es decir, 0.625%.

Los potenciómetros se utilizan como sensores con los sistemas electrónicos en automóviles, en partes como la posición del pedal para acelerar la posición de sensor.

2.3.2 Elemento con galga extensométrica

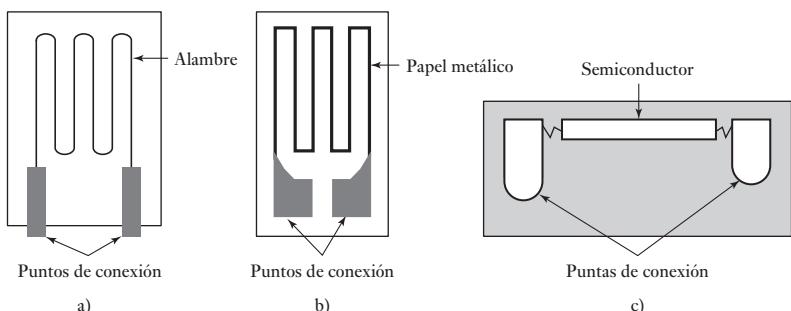
La galga extensométrica o extensómetro de resistencia eléctrica (Figura 2.6) es un alambre metálico, una cinta de papel metálico o una tira de material semiconductor en forma de oblea que se adhiere a la superficie como si fuese un timbre postal. Cuando se somete a un esfuerzo, la resistencia R cambia, y el cambio de resistencia $\Delta R/R$ es proporcional al esfuerzo ϵ , es decir:

$$\frac{\Delta R}{R} = G\epsilon$$

donde G , la constante de proporcionalidad, se conoce como factor de calibración.

Figura 2.6

Galgas extensométricas o extensómetros: a) de alambre metálico, b) de hoja de papel metálico, c) semiconductor



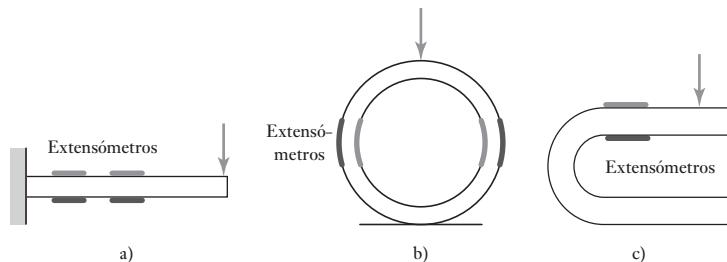
Dado que el esfuerzo es la razón (cambio de longitud/longitud original), el cambio en la resistencia de un extensómetro es una medición de la variación en la longitud del elemento al que está unido dicho extensómetro. El factor de calibración de los extensómetros de alambre metálico o de cinta de papel metálico de los metales más usados es alrededor de 2.0 y las resistencias generalmente son del orden de casi 100Ω . Los factores de calibración de los extensómetros de semiconductor de silicio tipo p y n son alrededor de +100 o más para silicio tipo p y -100 o más para silicio tipo n y resistencias del orden de 1 000 a 5 000 Ω . Por lo general, el fabricante del extensómetro proporciona el factor de calibración a partir de la calibración que hace a una muestra de extensómetros de un lote. Para hacer la calibración los extensómetros se someten a esfuerzos cuyo valor se conoce de antemano y se mide el cambio en la resistencia. Un problema en todos los extensómetros es que su resistencia no sólo cambia con el esfuerzo, sino también con la temperatura. Por ello es necesario utilizar métodos que eliminen el efecto de la temperatura; éstos se presentan en el Capítulo 3. Los extensómetros de semiconductor tienen mayor sensibilidad a la temperatura que los extensómetros metálicos.

Como ejemplo, considere el caso de un extensómetro de resistencia eléctrica con resistencia de 100Ω y factor de calibración de 2.0. ¿Cuál es el cambio de la resistencia del extensómetro cuando se somete a un esfuerzo de 0.001? El cambio fraccionario es igual al factor de calibración multiplicado por el esfuerzo, es decir:

$$\text{cambio en la resistencia} = 2.0 \times 0.001 \times 100 = 0.2 \Omega$$

Un tipo de sensores de desplazamiento utiliza extensómetros unidos a elementos flexibles en forma de viga voladiza (Figura 2.7a)), anillos (Figura 2.7b))

Figura 2.7 Elementos con extensómetro.



o forma de U (Figura 2.7c)). Cuando el elemento flexible se dobla o se deforma debido a las fuerzas que se le aplican en un punto de contacto que se desplaza, los extensómetros de resistencia eléctrica montados en el elemento se someten a un esfuerzo y producen un cambio en la resistencia, el cual es posible monitorear. Este cambio es una medida del desplazamiento o deformación del elemento flexible. Estos elementos se utilizan por lo general en desplazamientos lineales del orden de 1 mm a 30 mm y su error por no linealidad es de alrededor de $\pm 1\%$ de su intervalo completo.

2.3.3 Elemento capacitivo

La capacitancia C de un capacitor de placas paralelas está dada por:

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d}$$

donde ϵ_r es la constante de permitividad relativa del material dieléctrico que está entre las placas, ϵ_0 es una constante conocida como constante dieléctrica de espacio libre, A es el área de traslape de dos placas y d es la separación entre las placas. Los sensores capacitivos para monitorear desplazamientos lineales pueden tener formas como las mostradas en la Figura 2.8. En (a) una de las placas se mueve debido al desplazamiento, con la consecuente separación de las placas; en (b) el desplazamiento modifica el área de traslape; en (c) el desplazamiento modifica la porción de dieléctrico que se encuentra entre las placas.

En un desplazamiento que cambia la separación de las placas (Figura 2.8a)), si la separación d aumenta en un desplazamiento x , la capacitancia se convierte en:

$$C - \Delta C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d + x}$$

Por lo tanto, el cambio en la capacitancia ΔC expresada como fracción de la capacitancia inicial está dado por:

$$\frac{\Delta C}{C} = -\frac{d}{d + x} - 1 = -\frac{x/d}{1 + (x/d)}$$

Figura 2.8 Formas que puede adoptar el elemento sensor.

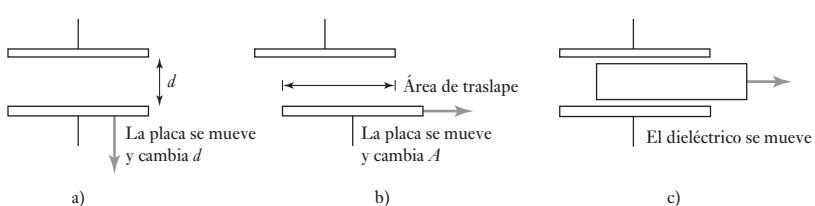
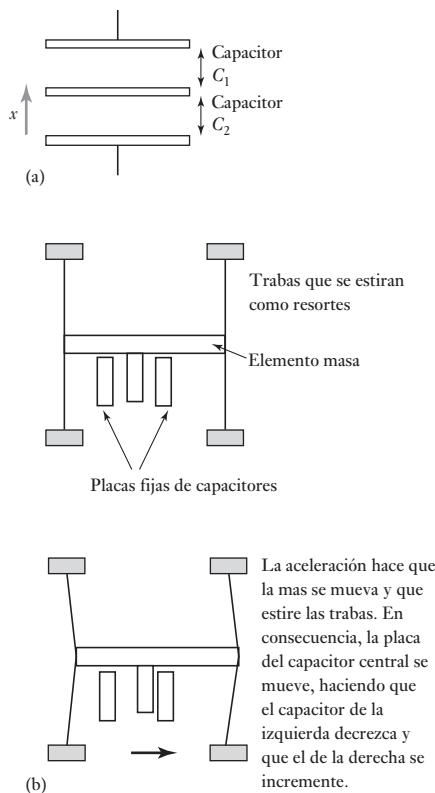


Figura 2.9 (a) Sensor de desplazamiento asimétrico. (b) Este tipo de sensor se usa como un elemento en el acelerómetro ADXL-50 del MEMS. Los dispositivos análogos ADXL-50 constan de un sistema de resorte de masa así como de un sistema para medir el desplazamiento y la circuitería adecuada del acondicionamiento de señales.



Así, la relación entre el cambio en la capacitancia ΔC y el desplazamiento x es no lineal; esta no linealidad se puede eliminar utilizando lo que se conoce como **sensor de desplazamiento asimétrico** (Figura 2.9a)). La Figura 2.9b) muestra cómo se puede llevar esto a la práctica. Este sensor cuenta con tres placas: el par superior forma un capacitor y el inferior otro. El desplazamiento mueve la placa central que está en medio de las otras dos placas. El resultado, por ejemplo, de mover la placa central hacia abajo es aumentar la separación entre las placas del capacitor superior y disminuir la separación en el capacitor inferior. Así, se tiene:

$$C_1 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d + x}$$

$$C_2 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d - x}$$

Si C_1 es uno de los brazos de un puente de ca y C_2 es el otro, el voltaje de desequilibrio es proporcional a x . Este tipo de sensores en general se utiliza para monitorear desplazamientos desde unos cuantos hasta cientos de milímetros. La no linealidad y la histéresis son casi igual a $\pm 0.01\%$ del intervalo completo.

Una forma de sensor de proximidad capacitivo consta de una sola placa de prueba del capacitor y la otra placa viene a ser el objeto, que debe ser metálico y estar aterrizado (Figura 2.10). Conforme el objeto se aproxima, la 'separación entre las placas' también se modifica, la cual resulta significativa y detectable cuando el objeto está cerca de la placa de prueba.

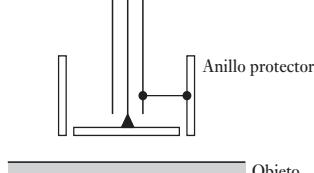
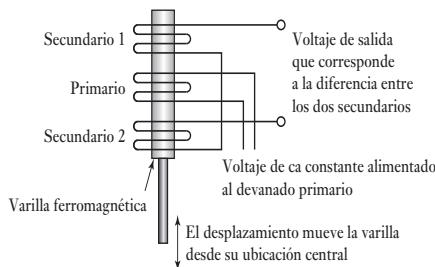


Figura 2.10 Sensor de proximidad capacitivo.

2.3.4 Transformadores diferenciales

El transformador diferencial de variación lineal, más conocido por su acrónimo LVDT (*linear variable differential transformer*) está formado por tres devanados espaciados de manera simétrica a lo largo de un tubo aislado (Figura 2.11). El devanado de en medio es el primario y los otros son secundarios idénticos conectados en serie de manera que sus salidas se oponen entre sí. Como resultado del movimiento que se monitorea se desplaza un núcleo magnético a través del tubo central.

Figura 2.11 LVDT.



Si en el devanado primario se alimenta un voltaje alterno, en los devanados secundarios se inducirá una fem alterna. Si el núcleo magnético está en el centro, la cantidad de material magnético de los devanados secundarios es la misma. Por lo tanto, la fem inducida en ambos devanados será la misma, y dado que están conectados de manera que sus salidas son opuestas entre sí, la salida neta obtenida es cero.

Sin embargo, cuando el núcleo se desplaza desde su posición central en uno de los devanados habrá mayor cantidad de núcleo magnético que en el otro, por ejemplo, mayor cantidad en el devanado secundario 2 que en el devanado 1. En consecuencia, en uno de los devanados se induce una mayor fem que en el otro y de ambos se obtiene una salida neta. Dado que a mayor desplazamiento habrá mayor porción del núcleo en un devanado que en el otro, la salida, que es la diferencia entre las dos fem, aumenta cuanto mayor sea el desplazamiento monitoreado (Figura 2.12).

La fem inducida en el devanado secundario por una corriente variable i en el devanado primario está dada por:

$$e = M \frac{di}{dt}$$

donde M es la inductancia mutua, valor que depende del número de vueltas de los devanados y del núcleo ferromagnético. Por lo tanto, en una corriente de entrada senoidal $i = I \sin \omega t$ aplicada al devanado primario, las fem inducidas en los devanados secundarios 1 y 2 se representan por la siguiente ecuación:

$$v_1 = k_1 \sin(\omega t - \phi) \text{ y } v_2 = k_2 \sin(\omega t - \phi)$$

donde los valores de k_1 , k_2 y ϕ dependen del grado de acoplamiento entre los devanados primario y secundario de una determinada posición del núcleo. ϕ es la diferencia de fase entre el voltaje alterno primario y los voltajes alternos secundarios. Dado que ambas salidas están en serie, su diferencia es la salida:

$$\text{voltaje de salida} = v_1 - v_2 = (k_1 - k_2) \sin(\omega t - \phi)$$

Cuando la parte del núcleo es igual en ambos devanados, k_1 es igual a k_2 y, por lo tanto, el voltaje de salida es cero. Cuando la parte del núcleo que está en 1 es mayor que la que está en 2, $k_1 > k_2$ y:

$$\text{voltaje de salida} = (k_1 - k_2) \sin(\omega t - \phi)$$

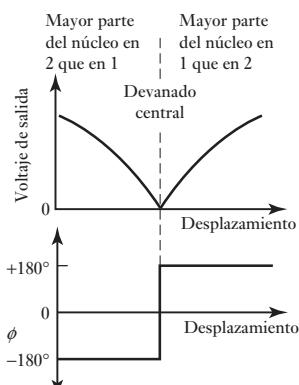


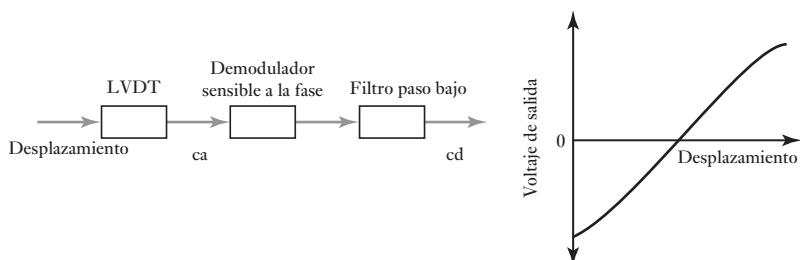
Figura 2.12 Salida del LVDT.

Cuando la parte del núcleo en 2 es mayor que en 1, $k_1 < k_2$. Como k_1 es menor que k_2 se produce un cambio de fase de 180° en la salida cuando el núcleo pasa de la parte mayor en 1 a la parte mayor en 2. Entonces:

$$\begin{aligned}\text{voltaje de salida} &= -(k_1 - k_2) \sin(\omega t - \phi) \\ &= (k_2 - k_1) \sin[\omega t + (\pi - \phi)]\end{aligned}$$

En la Figura 2.12 se muestra cómo el desplazamiento del núcleo modifica la magnitud y la fase de la salida.

Figura 2.13 Salida de c.d. del LVDT.



En esta forma de salida, la misma amplitud del voltaje de salida se obtiene para dos desplazamientos distintos. Para obtener un voltaje de salida único para cada valor del desplazamiento es necesario diferenciar cuando las amplitudes son iguales, pero hay una diferencia de fase de 180° . Para ello se utiliza un demodulador sensible a la fase dotado de un filtro paso bajo, el cual convierte la salida a un voltaje de c.d., que da un valor específico para cada desplazamiento (Figura 2.13). Este tipo de circuitos ya existe en forma de circuito integrado.

El intervalo de operación común de los LVDT está entre ± 2 y ± 400 mm con error de no linealidad de $\pm 0.25\%$. Los LVDT se utilizan como transductores primarios en el monitoreo de desplazamientos. En el extremo libre del núcleo se añade un resorte para hacer contacto con la superficie que se monitorea, o se rosca para lograr una conexión mecánica. También se usan como transductores secundarios en la medición de fuerza, peso y presión; estas variables se transforman en desplazamientos que después pueden monitorearse con los LVDT.

Los transformadores diferenciales de variación rotacional RVDT (*rotary variable differential transformer*) sirven para medir la rotación (Figura 2.14) y el principio de su funcionamiento es idéntico al del LVDT. En este caso, el núcleo es una pieza de material magnético en forma de cardioide que al girar pasa una mayor parte a un devanado secundario que al otro. El intervalo de operación en general está entre $\pm 40^\circ$, con error de no linealidad de alrededor de $\pm 0.5\%$ del intervalo.

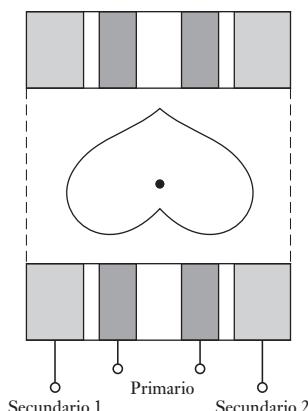


Figura 2.14 RVDT.

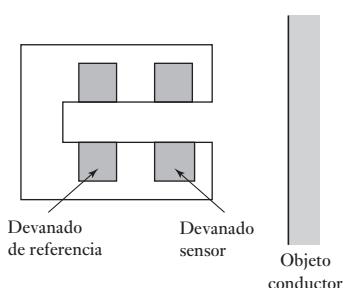


Figura 2.15 Sensor de corriente parásita.

2.3.5 Sensores de proximidad por corrientes parásitas o de Foucault

Cuando a un devanado se aplica una corriente alterna se crea un campo magnético alterno. Si próximo a este campo se encuentra un objeto metálico, en él se inducen corrientes de Foucault o parásitas. Estas corrientes parásitas, a su vez, producen un campo magnético que distorsiona el campo magnético que lo origina. En consecuencia, la impedancia del devanado, así como la amplitud de la corriente alterna se modifica. Cuando se alcanza cierto nivel predeterminado, este cambio en la corriente puede activar un interruptor. La Figura 2.15 muestra la configuración básica de este tipo de sensor, que puede detectar la presencia de materiales no magnéticos pero sí conductores con ventajas de bajo costo, pequeño, muy confiable y sensible a desplazamientos pequeños.

2.3.6 Interruptor de proximidad inductivo

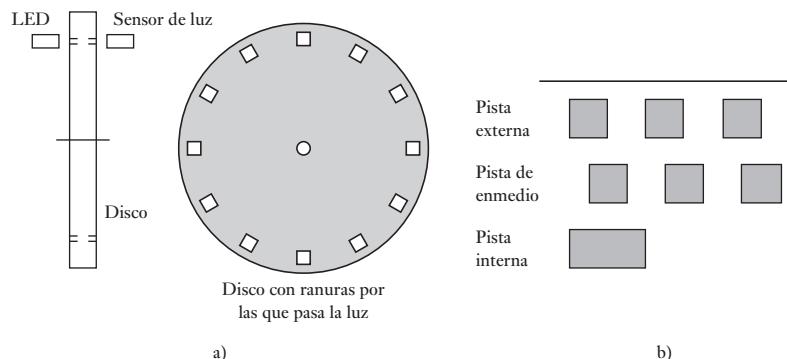
Está formado por un devanado enrollado en un núcleo. Al aproximar el extremo del devanado a un objeto metálico, cambia su inductancia. Este cambio puede monitorearse por el efecto que produce en un circuito resonante y sirve para activar un interruptor. Sólo se puede usar para detectar objetos metálicos y funciona mejor con metales ferrosos.

2.3.7 Codificadores ópticos

Un codificador es un dispositivo que produce una salida digital como resultado de un desplazamiento lineal o angular. Los codificadores de posición se clasifican en dos categorías: **codificadores incrementales** que detectan cambios en la rotación a partir de una posición de datos y **codificadores absolutos** que proporcionan la posición angular real.

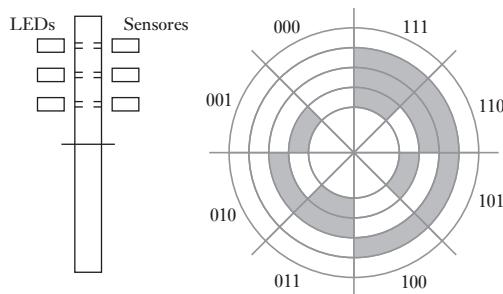
La Figura 2.16a) muestra la configuración básica de un codificador incremental para medir un desplazamiento angular. Un haz luminoso, al atravesar las ranuras de un disco, es detectado por un sensor de luz adecuado. Cuando el disco gira, el sensor produce una salida en forma de pulsos; la cantidad de pulsos es proporcional al desplazamiento angular del disco. Así, la posición angular del disco y, por lo tanto, del eje que lo rota, se determina por el número de pulsos producidos desde cierta posición. En la práctica se utilizan tres pistas concéntricas con tres sensores (Figura 2.16b)). La pista interna sólo tiene un orificio y sirve para ubicar la posición ‘de origen’ del disco. Las otras dos pistas presentan una serie de orificios a igual distancia uno de otro y cubren toda la circunferencia del disco, sólo que los orificios de la pista de en medio están corridos respecto a los de la pista externa, a la mitad del ancho de un orificio. Este corrimiento determina el sentido del giro. En un giro en sentido de las manecillas del reloj los pulsos de la pista externa están adelantados en relación con los de la pista interna; en un giro en sentido contrario a las manecillas del reloj, van atrasados. La resolución está definida por la cantidad de ranuras en el disco. Si durante una revolución aparecen 60 ranuras y dado que una revolución es un giro de 360° , la resolución correspondiente es de $360/60 = 6^\circ$.

Figura 2.16 Codificador incremental: a) principio básico, b) pistas concéntricas.



En la Figura 2.17 se muestra la configuración básica de un codificador absoluto para medir desplazamientos angulares. La salida es un número binario de varios dígitos que representa cierta posición angular. El disco giratorio tiene tres círculos concéntricos de ranuras y tres sensores para detectar los pulsos de luz. Las ranuras están dispuestas de manera que la salida secuencial de los sensores es un número en código binario. Los codificadores típicos tienen hasta 10 o 12

Figura 2.17 Codificador absoluto de 3 bits.



pistas. El número de bits del número binario corresponde al número de pistas. Por ello, si hay 10 pistas habrá 10 bits y el número de posiciones que es posible detectar es 2^{10} , es decir, 1024, con una resolución de $360/1024 = 0.35^\circ$.

En general no se utiliza la forma normal del código binario porque al pasar de un número binario al siguiente podría cambiar más de un bit y si, por una desalineación, uno de los bits cambia en forma fraccionaria antes que otros, de momento aparecería un número binario intermedio y podría producir un conteo erróneo. Para solucionar lo anterior, en general se utiliza el **código Gray** o código cíclico binario (apéndice B). Éste sólo cambia un bit cuando se pasa de un número al siguiente. En la Figura 2.18 se muestran la pista y sus respectivos códigos binario y Gray.

Los codificadores ópticos, por ejemplo el HEDS-5000 de Hewlett Packard, vienen listos para montarlos en ejes y contienen una fuente luminosa LED y un disco de código. También existen circuitos integrados de interfaz para decodificar la salida del codificador que dan una salida binaria adecuada para un microprocesador. En un codificador absoluto con siete pistas en su disco codificador, cada pista da uno de los bits del número binario, por lo que existen 2^7 posiciones especificadas, por ejemplo 128. Con ocho pistas tenemos 2^8 es decir, 256.

Figura 2.18 Códigos binario y Gray.

	Binario normal	Código Gray
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111

2.3.8 Sensores neumáticos

Los sensores neumáticos utilizan aire comprimido, y el desplazamiento o la proximidad de un objeto se transforma en un cambio en la presión del aire. La Figura 2.19 muestra la configuración básica de estos sensores. Un puerto en el

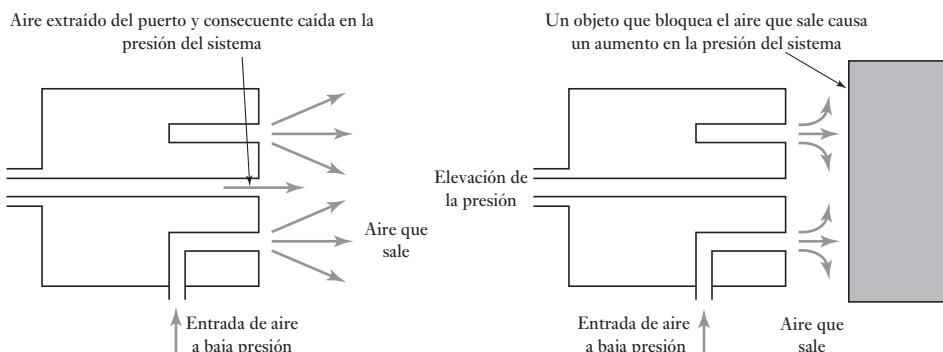


Figura 2.19 Sensor de proximidad neumático.

frente del sensor deja salir aire a baja presión. Este aire, en ausencia de un objeto cercano, escapa y al hacerlo reduce la presión en el puerto de salida del sensor más próximo. Sin embargo, si hay un objeto cerca, el aire no escapa con facilidad y la presión aumenta en el puerto de salida del sensor. La presión de salida del sensor dependerá, por lo tanto, de la cercanía de los objetos.

Estos sensores se usan para medir desplazamientos de fracciones de milímetro, en intervalos característicos de 3 a 12 mm.

2.3.9 Interruptores de proximidad

Existen diversas modalidades de interruptores que se activan por la presencia de un objeto, y sirven como sensor de proximidad, cuya salida corresponde al estado de encendido o de apagado.

Un **microinterruptor** es un pequeño interruptor eléctrico que requiere un contacto físico y una pequeña fuerza de acción para cerrar los contactos. Por ejemplo, si se desea determinar la presencia de un objeto en una banda transportadora, ésta se activa mediante el peso del objeto que empuja la banda, y en consecuencia la plataforma con resorte que está debajo de la banda; el movimiento de dicha plataforma cierra el interruptor. La Figura 2.20 muestra cómo se pueden accionar los interruptores.

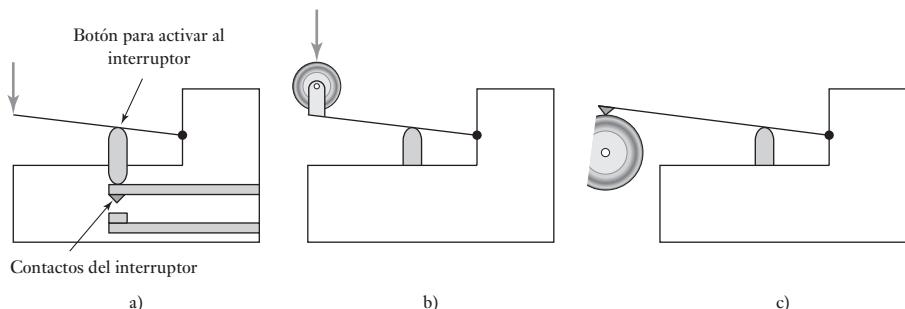


Figura 2.20 a) Activado por palanca, b) activado por rodillo y c) activado por leva.

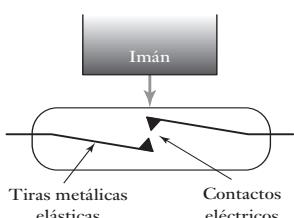
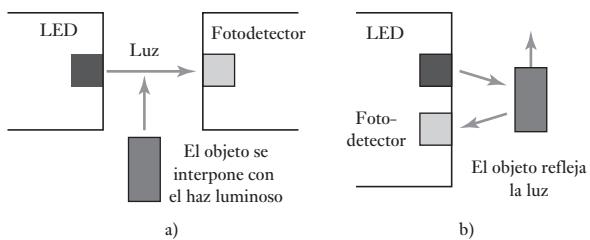


Figura 2.21 Interruptor de lengüeta.

La Figura 2.21 ilustra la configuración básica de un **interruptor de lengüeta**; consiste en dos contactos de interruptor magnético sellados en un tubo de vidrio. Cuando un imán se aproxima al interruptor, las lengüetas magnéticas se atraen y cierran los contactos del interruptor. Se trata de un interruptor de proximidad sin contacto. Este interruptor se utiliza mucho para verificar el cierre de una puerta. También se usa en tacómetros, donde gira un disco dentado que pasa por el interruptor de lengüeta. Si uno de los dientes tiene un imán, cada vez que éste pase, el interruptor cerrará momentáneamente los contactos y se producirá un pulso de corriente/voltaje en el circuito eléctrico respectivo.

Los **dispositivos fotosensibles** se usan para detectar la presencia de un objeto opaco al interponerse éste entre el haz luminoso o radiación infrarroja y el dispositivo, o al detectar la luz que refleja el objeto (Figura 2.22).

Figura 2.22 Empleo de sensores fotoeléctricos para detectar objetos, a) el objeto se interpone con el haz luminoso b) el objeto refleja la luz.



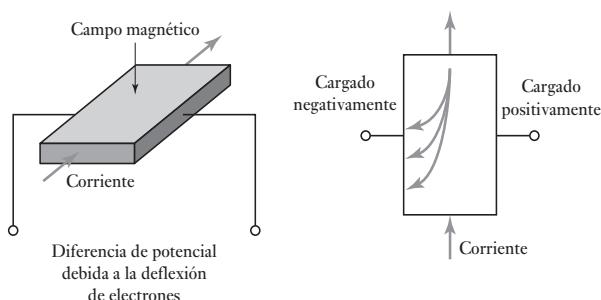
2.3.10 Sensores de efecto Hall

Cuando un haz de partículas cargadas atraviesa un campo magnético existen fuerzas que actúan sobre las partículas y la trayectoria lineal del haz se deforma. Cuando una corriente fluye a través de un conductor se comporta como un haz de partículas en movimiento, por lo que se puede desviar al pasar por un campo magnético. Este efecto fue descubierto por E.R. Hall en 1879 y se conoce como **efecto Hall**. Considere electrones que se mueven en una placa conductora a la que se aplica un campo magnético en ángulo recto respecto al plano de la placa (Figura 2.23). Como consecuencia del campo magnético, los electrones que se desplazan se desvían hacia un lado de la placa que se carga negativamente, mientras el lado opuesto se carga positivamente ya que los electrones se alejan. Esta separación de cargas produce un campo eléctrico en el material. La separación dura hasta que las fuerzas a las que están sujetas las partículas cargadas del campo eléctrico compensan las fuerzas producidas por el campo magnético. El resultado es una diferencia de potencial transversal V dada por:

$$V = K_H \frac{BI}{t}$$

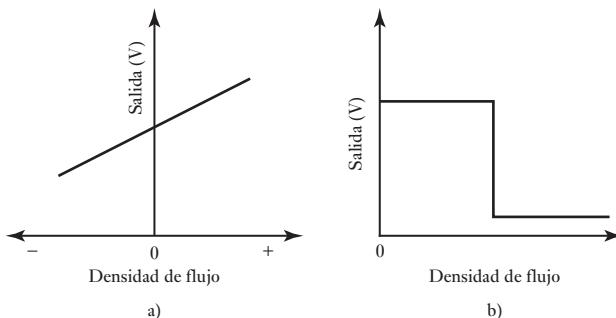
donde B es la densidad de flujo magnético en sentido perpendicular a la placa, I la corriente que circula por ella, t el espesor de la placa y K_H una constante conocida como **coeficiente de Hall**. Por lo tanto, cuando una fuente de corriente constante se utiliza en un sensor determinado, el voltaje de Hall será una medida de la densidad de flujo magnético.

Figura 2.23 Efecto Hall.



Por lo general los sensores de efecto Hall están disponibles como circuitos integrados con los circuitos necesarios para procesar señales. Existen dos tipos básicos de este sensor: tipo lineal, donde la salida varía de manera razonablemente lineal con la densidad de flujo magnético (Figura 2.24a)) y tipo umbral, donde la salida cae en forma brusca cuando se presenta cierta densidad de flujo magnético (Figura 2.24b)). El sensor de efecto Hall con

Figura 2.24 Sensores de efecto Hall: a) lineal, b) de umbral.



salida lineal 634SS2 produce una salida bastante lineal en un intervalo de -40 a $+40$ mT (-400 a $+400$ gauss), de casi 10 mV por mT (1 mV por gauss), cuando el voltaje de alimentación es 5 V. El sensor de efecto Hall de umbral Allegro UGN3132U produce una salida que cambia de un valor cercano a cero a 145 mV cuando la densidad de flujo magnético es de unos 3 mT (30 gauss). Los sensores de efecto Hall tienen la ventaja de funcionar como interruptores capaces de operar hasta a una frecuencia de repetición de 100 kHz, cuestan menos que los interruptores electromecánicos y no presentan los problemas relacionados con el rebote de los interruptores de contacto y de una secuencia de contactos en lugar de uno solo. El sensor de efecto Hall es inmune a los contaminantes ambientales y trabaja en condiciones de servicio severas.

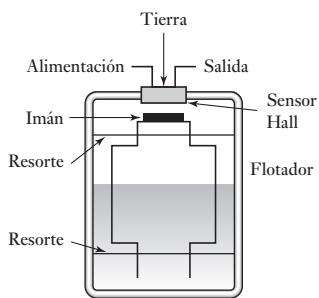


Figura 2.25 Detector de nivel de fluido.

Estos sensores sirven como sensores de posición, desplazamiento y proximidad cuando se dota al objeto que se desea detectar con un pequeño imán permanente. Un ejemplo es el sensor que se utiliza para determinar el nivel de combustible en el tanque de un auto. Se coloca un imán en el flotador y conforme el nivel del combustible cambia, también se modifica la distancia que separa al flotador del sensor Hall (Figura 2.25). El resultado es una salida con voltaje Hall que es una medida de la distancia entre el flotador y el sensor y, por lo tanto, del nivel de combustible en el tanque.

Otra aplicación de los sensores de efecto Hall es en motores de c.d. sin escobillas. En éstos es necesario determinar cuándo el rotor de imán permanente está alineado de manera correcta con los devanados del estator a fin de que la corriente que circula por ellos pueda activarse en el instante correcto para mantener girando el rotor. Los sensores de efecto Hall sirven para detectar si la alineación es correcta.

2.4

Velocidad y movimiento

Los siguientes son ejemplos de sensores que sirven para monitorear velocidades lineales y angulares y detectar movimiento. Entre las aplicaciones de los detectores de movimiento figuran los sistemas de seguridad utilizados para detectar la presencia de intrusos, así como juegos y aparatos interactivos como la pantalla del cajero automático que se activa cuando alguien se acerca.

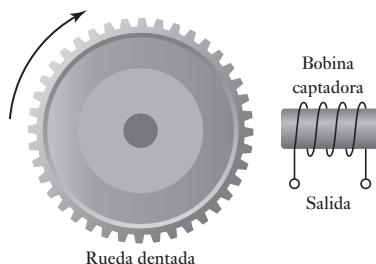
2.4.1 Codificador incremental

El codificador incremental descrito en la sección 2.3.7 se usa para medir la velocidad angular determinada por la cantidad de pulsos producidos por segundo.

2.4.2 Tacogenerador

El tacogenerador sirve para medir la velocidad angular. Una de sus modalidades es el **tacogenerador de reluctancia variable**, el cual está formado por una rueda dentada de material ferromagnético unida a un eje (Figura 2.26). En un imán permanente se enrolla un devanado de captación; conforme gira la rueda, los dientes pasan por la bobina y el volumen de aire entre la bobina y el material ferromagnético varía. Se tiene un circuito magnético con un espacio de aire que cambia de manera periódica. Por lo tanto, el flujo vinculado a la bobina captadora cambia. El cambio cíclico resultante del flujo produce una fem alterna en la bobina.

Figura 2.26 Tacogenerador de reluctancia variable.



Si la rueda contiene n dientes y gira a una velocidad angular ω , el cambio del flujo con el tiempo en la bobina sería el siguiente:

$$\Phi = \Phi_0 + \Phi_a \cos n\omega t$$

donde Φ_0 es el valor medio del flujo y Φ_a la amplitud de la variación del flujo. La fem inducida, e , en las N vueltas de la bobina captadora es $-N d\Phi/dt$, por lo tanto:

$$e = N\Phi_a n\omega \sin \omega t$$

y de esta manera podemos escribir

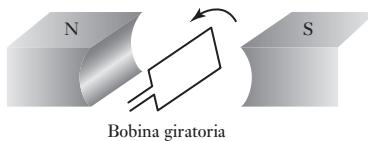
$$e = E_{\max} \sin \omega t$$

donde el valor máximo de la fem inducida E_{\max} es $N\Phi_a n\omega$ y de esta manera es una medida de velocidad angular.

En vez de usar el valor máximo de la fem como medida de la velocidad angular, se puede recurrir a un acondicionador de señal en forma de pulso para transformar la salida en una secuencia de pulsos que se pueden contar con un contador. La cantidad de pulsos contados en cierto tiempo es una medida de la velocidad angular.

Otra modalidad del tacogenerador es el **generador de c.a.**, el cual está formado por una bobina, denominada rotor, que gira junto con un eje de rotación. Esta bobina gira en un campo magnético producido por un imán permanente estacionario o electroimán (Figura 2.27), de manera que en él se produce una fem alterna. La amplitud o frecuencia de esta fem alterna se utiliza como medida de la velocidad angular del rotor. La salida se puede rectificar para obtener un voltaje de c.d. cuya magnitud es proporcional a la velocidad angular. La no linealidad de estos sensores por lo general es del orden de $\pm 0.15\%$ del intervalo completo, y sirven para medir giros de hasta 10 000 revoluciones/minuto.

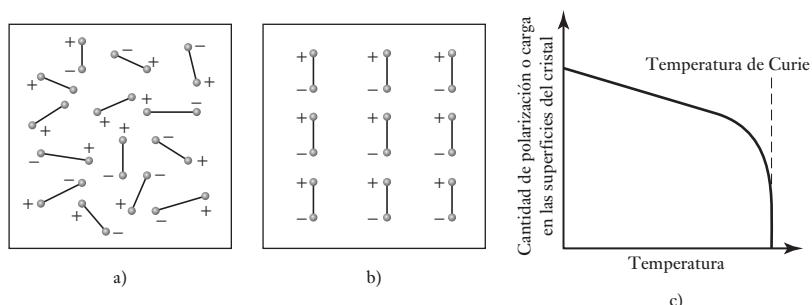
Figura 2.27 Tacogenerador en la modalidad de generador de ca.



2.4.3 Sensores piroeléctricos

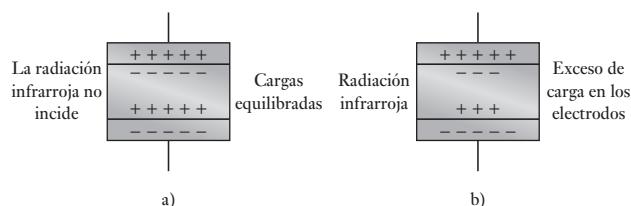
Los materiales piroeléctricos, como el tantalato de litio, son materiales cristalinos que generan una carga como respuesta al flujo de calor. Si el material se calienta en un campo eléctrico a una temperatura justo por debajo de la temperatura de Curie, es decir, unos 610°C en el caso del tantalato de litio, y se deja enfriar manteniéndolo dentro del campo, los dipolos del material se alinean y éste se polariza (Figura 2.28a) y b)). Aun cuando el material se retire del campo, conservará su polarización; el efecto es similar a la magnetización de un trozo de hierro al ponerlo en contacto con un campo magnético. Si el material se expone a radiación infrarroja, su temperatura se eleva y se reduce su cantidad de polarización, los dipolos se agitan y pierden su alineación (Figura 2.28c)).

Figura 2.28 a), b) Polarización de un material piroeléctrico, c) Efecto de la temperatura en la cantidad de polarización.



Los sensores piroeléctricos están formados por un cristal piroeléctrico polarizado con delgadas capas de metal como electrodos en caras opuestas. Dado que el cristal está polarizado con superficies cargadas, los iones son atraídos por el aire que los rodea y por los electrones del circuito de medición conectado al sensor para equilibrar la carga superficial (Figura 2.29a)). Si incide radiación infrarroja en el cristal y provoca un cambio en su temperatura, la polarización del cristal disminuye, al igual que la carga de las superficies del cristal. Se presenta, por lo tanto, un exceso de carga en los electrodos metálicos mayor que la necesaria para equilibrar la carga de las superficies del cristal (Figura 2.29b)). Esta carga circula a través del circuito de medición hasta que la carga del cristal vuelve a equilibrarse por la carga de los electrodos.

Figura 2.29 Sensor piroeléctrico.



El sensor piroeléctrico se comporta como un generador de carga, que la genera cuando hay un cambio en su temperatura como resultado de la incidencia de radiación infrarroja. En la parte lineal de la gráfica de la Figura 2.28c), cuando la temperatura cambia, el cambio de la carga Δq es proporcional al de temperatura Δt :

$$\Delta q = k_p \Delta t$$

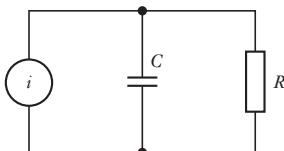


Figura 2.30 Circuito equivalente.

donde k_p es la constante de sensibilidad del cristal. La Figura 2.30 muestra el circuito equivalente de un sensor piroeléctrico, que corresponde a un capacitor cargado con el exceso de carga y una resistencia R que representa ya sea la resistencia de la fuga interna o la combinada con la resistencia de entrada de un circuito externo.

Para detectar el movimiento de un ser humano o de otra fuente calorífica, el elemento sensor debe diferenciar entre la radiación calorífica general del ambiente y la que produce la fuente en movimiento. Lo anterior no se puede lograr con un solo sensor piroeléctrico, y por ello se utiliza un elemento doble (Figura 2.31). Una modalidad tiene un elemento sensor con un solo electrodo en la parte del frente y dos electrodos independientes en la parte posterior. Se obtienen dos sensores que se conectan de manera que cuando ambos reciben la misma señal calorífica sus salidas se cancelan. Cuando una fuente de calor se mueve de manera que la radiación calorífica se desplaza de uno a otro de los elementos sensores, la corriente que se genera pasa por la resistencia alterna, primero en una dirección y luego en dirección opuesta. La corriente alterna que genera un ser humano por lo general es del orden de 10^{-12} A. Para obtener un voltaje significativo, la resistencia R tiene que ser muy grande. Por ejemplo, con una corriente como la anterior y una resistencia de $50\text{ G}\Omega$ se producen 50 mV. Por lo anterior, en el circuito se incluye un transistor JFET como seguidor de voltaje a fin de reducir la impedancia de salida a unos cuantos $\text{k}\Omega$.

Para dirigir la radiación en el sensor se necesita un dispositivo de enfoque. Si bien es posible utilizar espejos parabólicos, el método más común son las lentes de plástico Fresnel. Éstas también sirven para proteger la superficie del frente del sensor y son la forma más común de los dispositivos para activar alarmas por presencia de intrusos o encender una luz cuando alguien se acerca.

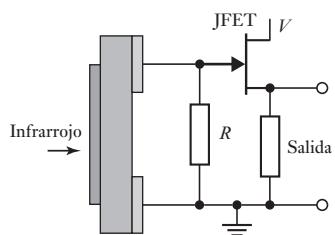


Figura 2.31 Sensor piroeléctrico doble.

2.5 Fuerza

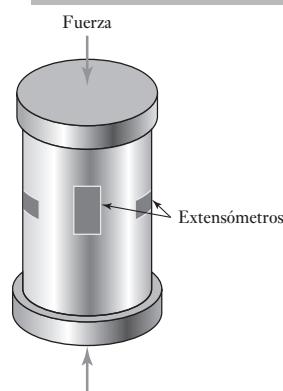


Figura 2.32 Indicador de presiones con extensómetros.

La balanza de resorte es un ejemplo de sensor de fuerza; en ella se aplica una fuerza, un peso al platillo, y ésta provoca un desplazamiento, es decir, el resorte se estira. El desplazamiento es, entonces, una medida de la fuerza. Las fuerzas por lo general se miden con base en un desplazamiento. El siguiente método ilustra esto.

2.5.1 Indicador de presiones con extensómetro

Una modalidad muy común de transductor para medir fuerza se basa en el uso de extensómetros de resistencia eléctrica para monitorear la deformación de cierto elemento cuando se estira, comprime o dobla por la aplicación de una fuerza. A este transductor se le conoce como **índicador de presiones**; en la Figura 2.32 se muestra un ejemplo. El indicador de presiones es un tubo cilíndrico en el que se colocan extensómetros. Al aplicar fuerzas para comprimir el cilindro, los extensómetros producen un cambio de resistencia, que es una medida de la deformación y, por lo tanto, de las fuerzas aplicadas. Dado que la temperatura también produce cambios en la resistencia, el circuito acondicionador

de señal que se utilice deberá eliminar los efectos debidos a la temperatura (vea la sección 3.5.1). Por lo general, estos indicadores de presión se utilizan para fuerzas de hasta 10 MN, su error aproximado por no linealidad es $\pm 0.03\%$ del intervalo completo, el error por histéresis es $\pm 0.02\%$ del intervalo y el error de repetibilidad $\pm 0.02\%$ del intervalo. Los indicadores de presión con extensómetros que se basan en el doblamiento de un elemento metálico se deben usar para fuerzas menores, por ejemplo, para intervalos de 0 a 5 N y hasta 0 a 50 kN. Los errores más comunes se deben a un error por no linealidad de casi $\pm 0.03\%$ del intervalo completo, el error por histéresis de $\pm 0.02\%$ del intervalo completo y el error de repetibilidad de $\pm 0.02\%$ del intervalo completo.

2.6 Presión de fluidos

En muchos dispositivos utilizados para monitorear la presión de fluidos de procesos industriales se monitorea la deformación elástica de diafragmas, cápsulas, fuelles y tubos. Los tipos de mediciones que se necesitan son: presión absoluta donde la presión se mide respecto a una presión cero, es decir, el vacío; presión diferencial donde se mide una diferencia de presiones, y presión manométrica, donde la presión se mide en relación con la presión barométrica.

En un diafragma (Figura 2.33) hay una diferencia de presión entre ambas caras, por lo que el centro del diafragma se desplaza. Un diafragma corrugado ofrece mayor sensibilidad. El movimiento del diafragma se puede monitorear por un sensor de desplazamiento que puede ser un extensómetro, como se muestra en la Figura 2.34. Es frecuente utilizar extensómetros de diseño especial, con cuatro extensómetros, dos para medir el esfuerzo en la dirección de la circunferencia y dos en dirección radial. Los cuatro extensómetros se conectan de manera que formen los brazos de un puente de Wheatstone (vea el Capítulo 3). Es posible adherir los extensómetros al diafragma, pero también existe la opción de hacer un diafragma de silicio en el que los extensómetros son áreas especiales con impurezas del diafragma. Tal arreglo se utiliza con los sistemas electrónicos en autos para monitorear la presión (conducto de admisión).

Figura 2.33 Diafragmas:
a) plano, b) corrugado.

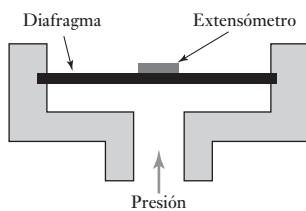
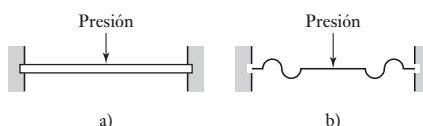


Figura 2.34 Extensómetro de diafragma.

Otra forma de sensor de presión con diafragma de silicio es el que se usa en los sensores de presión Motorola MPX. El extensómetro se integra, junto con un circuito resistivo, en un solo chip de diafragma de silicio. Cuando una corriente pasa a través del extensómetro y se le aplica una presión en ángulo recto, se produce un voltaje en dirección transversal. El sensor MPX cuenta con todo lo anterior, así como con circuitos para acondicionar la señal y para compensar la temperatura. El voltaje de salida es directamente proporcional a la presión. Existen sensores como el anterior para medir presión absoluta (las terminaciones del sistema de numeración MX son A, AP, AS o ASX), presión diferencial (terminaciones D o DP) y presión manométrica (terminaciones GP, GVP, GS, GVS, GSV o GVSX). Por ejemplo, la serie MPX2100 tiene un intervalo de presión de 100 kPa y con un voltaje de 16 V, c.d., para las modalidades de presión absoluta y presión diferencial, da una

salida de voltaje para un intervalo completo de 40 mV. El tiempo de respuesta, 10 a 90%, para un escalón de 0 a 100 kPa es alrededor de 1.0 m y la impedancia de salida del orden de 1.4 a 3.0 k Ω . Los sensores de presión absoluta tienen diversas aplicaciones como altímetros y barómetros; los sensores de presión diferencial para medir el flujo de aire, y los sensores de presión manométrica para medir la presión en motores y llantas.

Las cápsulas (Figura 2.35a)) se pueden considerar como la combinación de dos diafragmas corrugados, que logran una sensibilidad aún mayor. Una pila de cápsulas forma un fuelle (Figura 2.35b)) aún más sensible. La Figura 2.36 muestra cómo los fuelles se combinan con un LVDT para obtener un sensor de presión que produce una salida eléctrica. Los diafragmas, las cápsulas y los fuelles están hechos de acero inoxidable, bronce fosforado y níquel e incluso de hule y nylon. Con este tipo de sensores se pueden monitorear presiones en un intervalo de 10^3 a 10^8 Pa.

Figura 2.35 a) Cápsula,
b) fuelles.

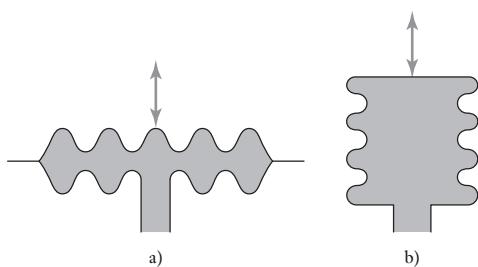
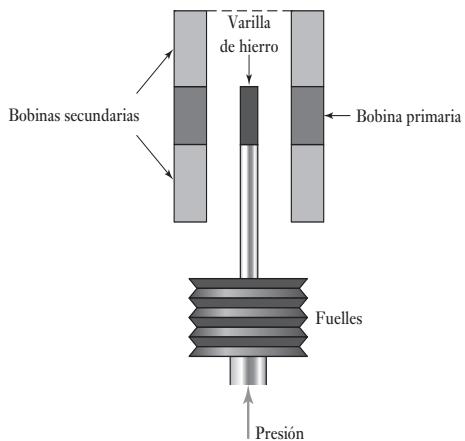
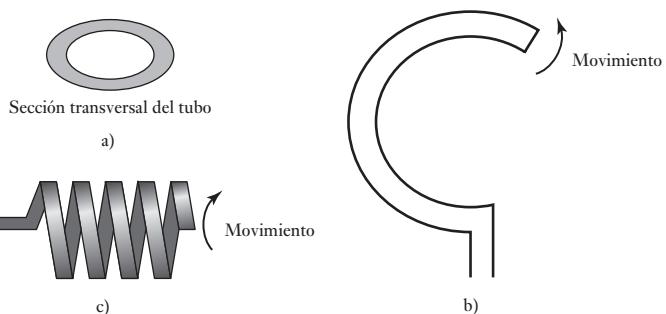


Figura 2.36 LVDT con
fuelles.



Una forma diferente de deformación se obtiene usando un tubo con sección transversal elíptica (Figura 2.37a)). Al aumentar la presión en el tubo su sección transversal se vuelve más circular. Si este tubo tiene forma de C (Figura 2.37b)), que en general se conoce como **tubo de Bourdon**, la C se abre al aumentar la presión en el tubo. Si se utiliza la versión helicoidal de este tipo de tubo (Figura 2.37c)) se obtiene mayor sensibilidad. Los tubos son de acero inoxidable y bronce fosforado y se usan para intervalos de presión entre 10^3 y 10^8 Pa.

Figura 2.37 Tubos sensores de presión.



2.6.1 Sensores piezoelectrivos

Cuando un **material piezoelectrónico** se estira o comprime genera cargas eléctricas; una de sus caras se carga en forma positiva y la cara opuesta se carga en forma negativa (Figura 2.38a)). En consecuencia, se produce un voltaje. Los materiales piezoelectrónicos son cristales iónicos que al estirarlos o comprimirlos producen una distribución de carga en el cristal que origina un desplazamiento neto de carga; una de las caras del material se carga positivamente y la otra negativamente. La carga neta q en una superficie es proporcional a la cantidad x que las cargas hayan sido desplazadas y, dado que el desplazamiento es proporcional a la fuerza aplicada F :

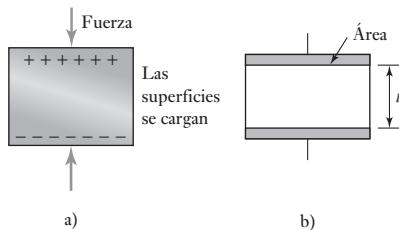
$$q = kx = SF$$

donde k es una constante y S una constante denominada **sensibilidad de carga**. Ésta depende del material y de la orientación de sus cristales. El cuarzo tiene una sensibilidad de carga de 2.2 pC/N si el cristal se corta en determinada dirección y las fuerzas se aplican en una dirección específica; el titanato de bario tiene una sensibilidad de carga del orden de 130 pC/N mucho mayor que la anterior, y la de titanato-zirconato de plomo es de unos 265 pC/N.

En dos caras opuestas del cristal piezoelectrónico se depositan electrodos metálicos (Figura 2.38b)). La capacitancia C del material piezoelectrónico que está entre las placas es:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{t}$$

Figura 2.38
a) Piezoelectricidad,
b) capacitor piezoelectrónico.



donde ϵ_r es la constante dieléctrica relativa del material, A el área y t el espesor de ésta. Dado que la carga $q = Cv$, donde v es la diferencia de potencial creada en el capacitor, entonces:

$$v = \frac{St}{\epsilon_0 \epsilon_r A} F$$

La fuerza F se aplica en un área A , por lo que la presión aplicada p es F/A y si $S_v = (S/\epsilon_0 \epsilon_r)$, se llama factor de sensibilidad de voltaje:

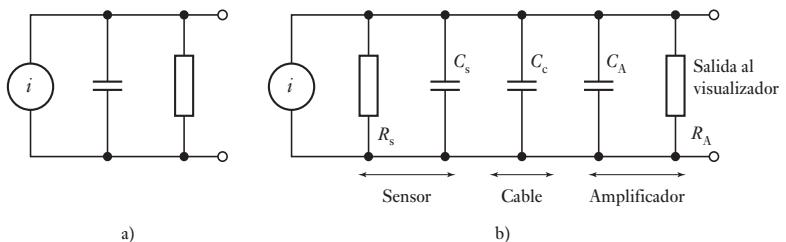
$$v = S_v t p$$

El voltaje es proporcional a la presión aplicada. La sensibilidad de voltaje del cuarzo es del orden de 0.055 V/m Pa y la del titanato de bario es de unos 0.011 V/m Pa.

Los sensores piezoelectríficos se usan para medir presión, fuerza y aceleración. Sin embargo, las aplicaciones deben ser tales que la carga producida por la presión no tenga mucho tiempo para su descarga o fuga y, por lo tanto, en general se utilizan para medir presiones transitorias en vez de presiones permanentes.

El circuito equivalente de un sensor piezoelectrífico es un generador de carga en paralelo con la capacitancia C_s y con la resistencia R_s que se genera de la corriente de fuga que circula por el dieléctrico (Figura 2.39a)). Si un sensor se conecta vía un cable, con una capacitancia C_c a un amplificador con capacitancia de entrada C_A y resistencia R_A , se obtiene el circuito mostrado en la (Figura 2.39b)) y una capacitancia total en el circuito de $C_s + C_c + C_A$ en paralelo con la resistencia $R_A R_s / (R_A + R_s)$. Cuando el sensor está sujeto a presión, se carga, pero debido a la resistencia, el capacitor se descarga después de un tiempo. El tiempo de descarga dependerá de la constante de tiempo del circuito.

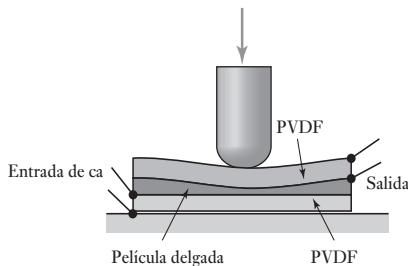
Figure 2.39 a) Circuito equivalente del sensor, b) sensor conectado a un amplificador de carga.



2.6.2 Sensor táctil

El sensor táctil o de tacto es una forma particular de sensor de presión. Se utiliza en las ‘yemas de los dedos’ de las ‘manos’ de los robots para determinar en qué momento la ‘mano’ tiene contacto con un objeto. También se utiliza en las pantallas ‘sensibles al tacto’, donde se requiere detectar el contacto físico. Una modalidad de sensor táctil utiliza una capa de fluoruro de polivinilideno piezoelectrífico PVDF (polyvinylidene fluoride). Se usan dos capas de la película separadas con una capa suave, la cual transmite las vibraciones (Figura 2.40). A la capa inferior de PVDF se le aplica un voltaje alterno que produce oscilaciones mecánicas en la película (es el caso inverso del efecto piezoelectrífico descrito antes). La película intermedia transmite estas vibraciones a la

Figura 2.40 Sensor táctil del PVDF.



capa de PVDF de la parte superior. Debido al efecto piezoelectrónico, estas vibraciones producen un voltaje alterno a través de la película superior. Cuando se aplica presión a la película superior de PVDF se afectan sus vibraciones y se modifica el voltaje alterno de salida.

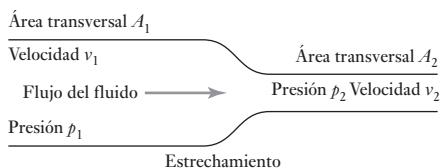
2.7

Flujo de líquidos

Entre los métodos tradicionales para medir el gasto de líquidos figuran los dispositivos que miden la caída de presión que se produce cuando un fluido pasa por un tubo Venturi (Figura 2.41). Para un tubo horizontal, en el que v_1 es la velocidad del fluido, P_1 la presión y A_1 el área transversal del tubo antes del estrechamiento, v_2 es la velocidad, P_2 la presión, A_2 el área transversal del estrechamiento, ρ es la densidad del fluido; sustituyendo en la ecuación de Bernoulli se obtiene:

$$\frac{v_1^2}{2g} + \frac{P_1}{\rho g} = \frac{v_2^2}{2g} + \frac{P_2}{\rho g}$$

Figura 2.41 Flujo de un fluido a través de un estrechamiento.



Dado que la masa de líquido que pasa cada segundo por el tubo antes de la sección estrecha debe ser igual a la que pasa por el tubo en esta sección, se tiene que $A_1v_1\rho = A_2v_2\rho$. Ahora bien, la cantidad Q de líquido que pasa por el tubo por segundo es $A_1v_1 = A_2v_2$. Por lo tanto:

$$Q = \frac{A}{\sqrt{1 - (A_2/A_1)^2}} \sqrt{\frac{2(P_1 - P_2)}{\rho}}$$

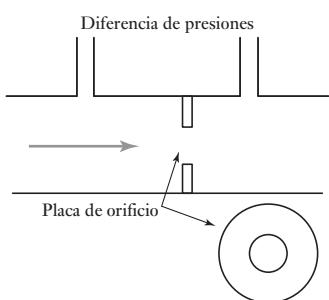


Figura 2.42 Placa de orificio.

Así, la cantidad de fluido que pasa por la tubería por segundo es proporcional a la $\sqrt{\text{diferencia de presión}}$. La medición de la diferencia de presión se puede utilizar para medir el gasto. Muchos dispositivos se basan en este principio y el siguiente ejemplo de la placa de orificio es quizás el más común.

2.7.1 Placa de orificio

La placa de orificio (Figura 2.42) es un disco con un orificio en el centro que se coloca en un tubo a través del cual fluye un líquido. Se mide la diferencia

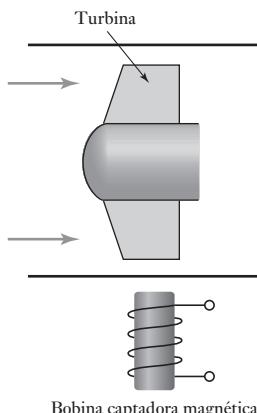


Figura 2.43 Medidor de flujo de turbina.

de presiones entre un punto igual al diámetro del tubo corriente arriba y un punto igual a la mitad del diámetro corriente abajo. La placa de orificio es sencilla, barata, no tiene partes móviles y se usa comúnmente. Sin embargo, no funciona muy bien en suspensiones. Su exactitud aproximada característica es de $\pm 1.5\%$ del intervalo completo, es no lineal y causa una caída de presión apreciable en el sistema al que se conecte.

2.7.2 Medidor de turbina

El medidor de flujo de turbina (Figura 2.43) consta de un rotor con varios álabes que se coloca en medio de la tubería donde ocurre el flujo. Al fluir el líquido gira el rotor y la velocidad angular es casi proporcional al gasto. El intervalo de velocidad del rotor se determina mediante un captador magnético. Se cuentan los pulsos para determinar el número de revoluciones del rotor. Este medidor es caro y su exactitud en general es $\pm 0.3\%$.

2.8 Nivel de líquidos

El nivel de líquido en un recipiente se puede medir en forma directa monitoreando la posición de la superficie del líquido, o de manera indirecta midiendo alguna variable relacionada con la altura. En los métodos directos una posibilidad es usar flotadores; entre los indirectos figura el monitoreo del peso del recipiente, utilizando, por ejemplo, indicadores de presión. El peso de un líquido es igual a $Ahp\rho g$, donde A es el área transversal del recipiente, h la altura del líquido, ρ su densidad y g la aceleración de la gravedad. Por lo tanto, los cambios en la altura del líquido causan cambios en el peso. Es común que en los métodos indirectos se mida la presión en alguna parte del líquido, debido a una columna de líquido h , donde la presión es $h\rho g$, y ρ es la densidad del líquido.

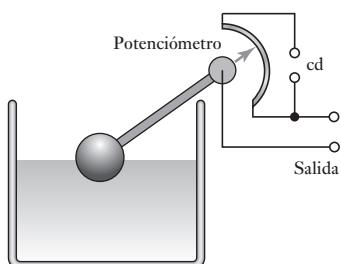


Figura 2.44 Sistema con flotador.

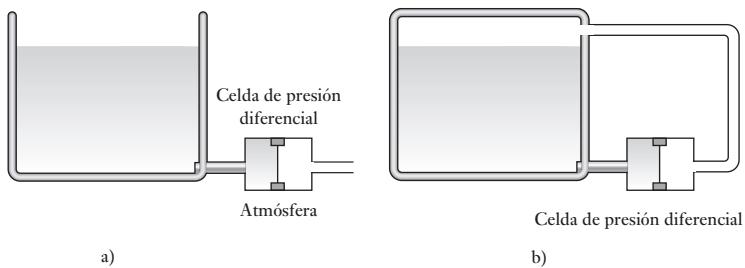
2.8.1 Flotadores

Un método directo de monitorear el nivel de líquido en un recipiente es a través del movimiento de un flotador. La Figura 2.44 ilustra un sencillo sistema con flotador. Cuando el flotador se desplaza, el brazo de una palanca gira y desplaza también una parte móvil del potenciómetro. El resultado es una salida de voltaje relacionada con la altura del líquido. En otras modalidades, la palanca desplaza el núcleo de un LVDT, o estira o comprime un elemento extensómetro.

2.8.2 Presión diferencial

La Figura 2.45 muestra dos formas de medición de nivel basadas en la medición de una presión diferencial. En la Figura 2.45a), la celda de presión diferencial determina la diferencia de presión entre el líquido que está en la base del recipiente y la presión atmosférica, suponiendo que el recipiente está abierto y recibe la presión atmosférica. En recipientes cerrados o abiertos se puede utilizar el sistema del inciso b). La celda de presión diferencial monitorea la diferencia de presión entre la base del recipiente y el aire o gas en la superficie del líquido.

Figura 2.45 Empleo de un sensor de presión diferencial.



2.9

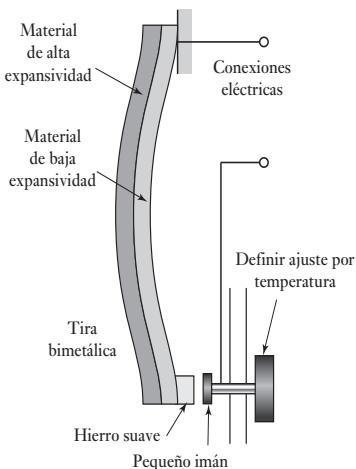
Temperatura

En general, los cambios que se utilizan para monitorear la temperatura son la expansión o contracción de sólidos, líquidos o gases, el cambio en la resistencia eléctrica de conductores y semiconductores y las fem termoeléctricas. Los siguientes son algunos de los métodos más comunes en los sistemas de control de temperatura.

2.9.1 Tiras bimétálicas

Este dispositivo consiste en dos tiras unidas de distinto metal. Los coeficientes de expansión térmica de los metales son distintos y al cambiar la temperatura la banda conjunta se dobla y se curva; el metal con coeficiente mayor queda en la parte externa de la curva. Esta deformación puede servir como interruptor controlado por temperatura, como en el sencillo termostato que solía emplearse en los sistemas de calefacción domésticos (Figura 2.46). El pequeño imán sirve para que el sensor tenga histéresis, es decir, los contactos del interruptor se cierran a diferente temperatura que a la que se abren.

Figura 2.46 Termostato bimetálico.



2.9.2 Detectores de temperatura por resistencia (RTD)

La resistencia de la mayoría de los metales aumenta, en un intervalo limitado de temperatura, de manera razonablemente lineal con la temperatura (Figura 2.47). Para este tipo de relación lineal:

$$R_t = R_0(1 + \alpha t)$$

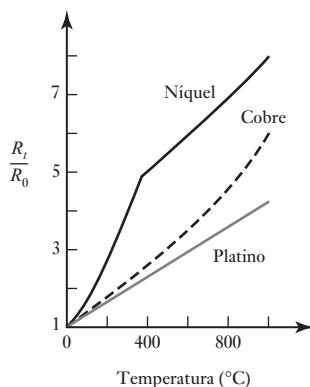


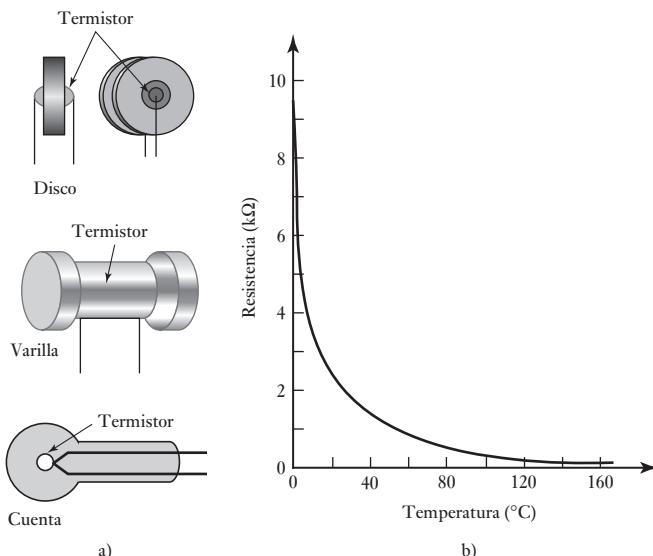
Figura 2.47 Variación de la resistencia en los metales en función de la temperatura.

Figura 2.48 a) Termistores, b) variación de la resistencia en los metales en función de la temperatura.

donde R_t es la resistencia a una temperatura de t (°C), R_0 la resistencia a 0°C y α una constante para el metal denominada coeficiente de temperatura de la resistencia. Los detectores de temperatura por resistencia (RTD, *resistance temperature detectors*) son elementos resistivos sencillos que adoptan la forma de bobinas de alambre hechas de platino, níquel o aleaciones níquel-cobre; el platino es el que más se utiliza. Los elementos hechos de delgadas películas de platino en general se obtienen depositando el metal en un sustrato adecuado; los elementos de bobina por lo general consisten en un alambre de platino sujeto con un adhesivo de vidrio para altas temperaturas en el interior de un tubo de cerámica. Estos detectores son muy estables y sus respuestas son reproducibles durante largos períodos. Sus tiempos de respuesta tienden a ser del orden de 0.5 a 5 s, o mayores.

2.9.3 Termistores

Los termistores son pequeñas piezas de materiales hechos con mezclas de óxidos metálicos, por ejemplo, de cromo, cobalto, hierro, manganeso y níquel. Todos estos óxidos son semiconductores. El material puede tener formas diversas como cuentas, discos y varillas (Figura 2.48a)).



La resistencia de los termistores convencionales de óxido metálico disminuye de una manera no lineal con el aumento en la temperatura, como ilustra la Figura 2.48b). Dichos termistores tienen coeficientes de temperatura negativos (NTC), aunque también los hay con coeficientes de temperatura positivos (PTC). El cambio en la resistencia por cada grado de cambio en la temperatura es mucho mayor que el que ocurre con los metales. La relación resistencia-temperatura de un termistor se puede expresar con una ecuación de la forma:

$$R_t = K e^{\beta/t}$$

donde R_t es la resistencia de la temperatura t , y K y β son constantes. Si se comparan con otros sensores de temperatura, los termistores ofrecen muchas ventajas. Son fuertes y pueden ser muy pequeños, por lo cual permiten el

monitoreo de temperaturas casi en cualquier punto. Gracias a su reducido tamaño, responden muy rápido a los cambios de temperatura. Producen cambios de resistencia muy grandes por cada grado de cambio en la temperatura, pero su principal desventaja es su no linealidad. Los termistores se utilizan con los sistemas para automóviles con el fin de monitorear variables como temperatura del aire y temperatura del aire frío.

2.9.4 Termodiodos y termotransistores

El diodo semiconductor de unión con frecuencia se utiliza como sensor de temperatura. Cuando cambia la temperatura de semiconductores con impurezas, también se modifica la movilidad de sus portadores de carga, lo cual afecta la velocidad de difusión de electrones y huecos a través de una unión p-n. Por lo tanto, si una unión p-n tiene una diferencia de potencial V , la corriente I que circula por la unión será una función de la temperatura, la cual está dada por:

$$I = I_0(e^{eV/kT} - 1)$$

donde T es la temperatura en la escala Kelvin, e la carga de un electrón y k e I_0 son constantes. Utilizando logaritmos, la ecuación anterior se puede expresar en términos del voltaje como:

$$V = \left(\frac{kT}{e} \right) \ln \left(\frac{I}{I_0} + 1 \right)$$

Así, si la corriente es constante, V es proporcional a la temperatura en la escala Kelvin, por lo que la medida de la diferencia de potencial en un diodo con corriente constante puede servir como medida de la temperatura. Este tipo de sensores es tan compacto como los termistores, pero tienen además la gran ventaja de que su respuesta es una función lineal de la temperatura. Circuitos integrados como el LM3911 tienen este tipo de diodos que se utilizan como sensores de temperatura y proporcionan el acondicionamiento de señal respectivo. El voltaje de salida del LM3911 es proporcional a la temperatura a razón de $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

De manera similar al termodiodo, en un termotransistor el voltaje en la unión de la base y el emisor depende de la temperatura y sirve como medida de la misma. Un método común es usar dos transistores con corrientes de colector diferentes y determinar la diferencia de sus voltajes base-emisor, la cual es directamente proporcional a la temperatura en la escala Kelvin. Estos transistores se combinan con otros componentes de circuito en un solo chip para obtener un sensor de temperatura con su acondicionador de señal asociado, por ejemplo, el LM35 (Figura 2.49). Este sensor se puede usar en un intervalo de -40°C a 110°C y produce una salida de $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

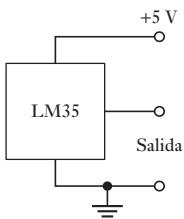


Figura 2.49 LM35.

2.9.5 Termopares

Cuando dos metales diferentes se unen, en la unión se produce una diferencia de potencial. Ésta depende de los metales utilizados y la temperatura de la unión. Un termopar es un circuito completo con dos uniones de este tipo (Figura 2.50a)).

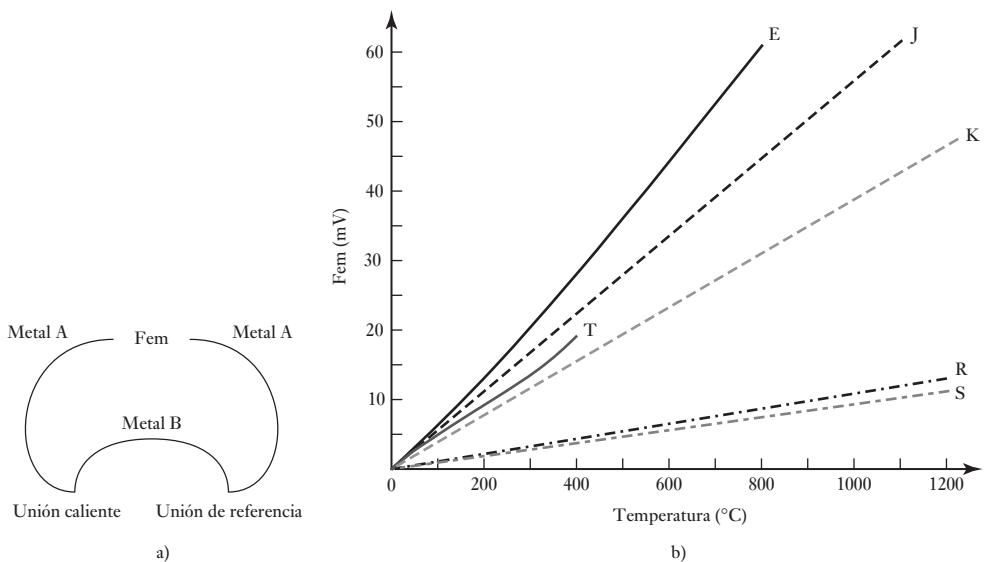


Figura 2.50 a) Un termopar, b) gráfica fem termoeléctrica-temperatura.

Si ambas uniones están a la misma temperatura, no existe una fem neta. En cambio, si la temperatura es diferente, sí se produce una fem. El valor E de esta fem depende de los dos metales utilizados y de las temperaturas t de ambas uniones. Por lo general una de ellas se mantiene a 0° C , y entonces se cumple, hasta cierto punto,

$$E = at + bt^2$$

donde a y b son las constantes de los metales utilizados. En la tabla 2.1 se muestran los termopares de uso más común, los intervalos de temperatura en los que se usan y sus sensibilidades características. A estos termopares de uso común se les asignan letras de referencia. Por ejemplo, el de hierro-constatán se conoce como termopar tipo J. La Figura 2.50b) muestra cómo la fem varía con la temperatura en pares de metales de uso común.

Tabla 2.1 Termopares.

Ref.	Materiales	Intervalo en $^\circ\text{C}$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
B	Rodio/platino, platino 30%, rodio 6%	0 a 1 800	3
E	Cromel/constantán	-200 a 1 000	63
J	Hierro/constantán	-200 a 900	53
K	Cromel/alumel	-200 a 1 300	41
N	Nirosil/nsil	-200 a 1 300	28
R	Platino/platino con 13% rodio	0 a 1 400	6
S	Platino/platino con 10% rodio	0 a 1 400	6
T	Cobre/constantán	-200 a 400	43

Aunque en un circuito de termopar haya otros metales, éstos no tienen efecto en la fem termoeléctrica, siempre y cuando todas sus uniones estén a la misma temperatura. A esto se le conoce como **ley de metales intermedios**.

Se puede utilizar un termopar con la unión de referencia sólo a una temperatura de 0° C. Sin embargo, las tablas estándar suponen una unión de 0°C y por lo tanto se tiene que realizar una corrección antes de hacer uso de las tablas. La corrección se aplica utilizando lo que se conoce como **ley de temperaturas intermedias**, así

$$E_{t,0} = E_{t,I} + E_{I,0}$$

La fem $E_{t,0}$ a la temperatura t cuando la unión fría está a 0° C es igual a la fem $E_{t,I}$ a la temperatura intermedia I , más la fem $E_{I,0}$ a la temperatura I cuando la unión fría está a 0° C. Como ejemplo, considere un termopar tipo E que debe utilizarse para medir la temperatura con la unión fría a 20° C. ¿Cuál será el termoeléctrico fem a 200° C? Los siguientes datos provienen de tablas estándar:

Temp. (0° C)	0	20	200
Fem (mV)	0	1.192	13.419

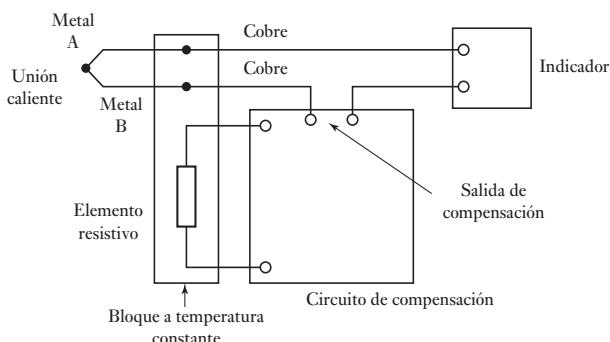
Cuando se utiliza la ley de temperaturas intermedias

$$E_{200,0} = E_{200,20} + E_{20,0} = 13.419 - 1.192 = 12.227 \text{ mV}$$

Note que ésta no es la fem que dan las tablas para una temperatura de 180° C con una unión fría a 0° C, conocida como 11.949 mV.

Para mantener una unión de un termopar a 0° C, por ejemplo, lo tenemos inmerso en una mezcla de hielo y agua, que a menudo no es conveniente. Sin embargo, se puede utilizar un circuito de compensación para ofrecer una fem que varía con la temperatura de la unión fría de tal forma que cuando es añadida a la fem ésta genera una fem combinada que equivale a haberlo estado generando si la unión fría hubiera estado a 0° C (Figura 2.51). La fem compensada puede ser provista por el voltaje que proviene a través de un elemento termómetro de resistencia.

Figure 2.51 Compensación de unión fría.



Los termopares de base-metal E, J, K y T son más o menos baratos, pero se deterioran con el tiempo. Su exactitud característica es alrededor de ± 1 a 3%. Los termopares de metales nobles, por ejemplo R, son más caros, pero también más estables y de mayor duración. Su exactitud es del orden de $\pm 1\%$, o mejor.

Por lo general los termopares están montados dentro de una cubierta que les da protección mecánica y química. El tipo de cubierta depende de las

temperaturas en las que se utilizará el termopar. En algunos casos la cubierta se rellena de un mineral que sea buen conductor del calor y buen aislante eléctrico. El tiempo de respuesta de los termopares sin cubierta es muy rápido. Cuando se emplea una cubierta grande este tiempo puede aumentar en varios segundos. En algunos casos un grupo de termopares se conecta en serie, de manera que hay diez o más uniones calientes que detectan la temperatura; las fem de todos los termopares se suman. Este arreglo se conoce como **termopila**.

2.10 Sensores de luz

Los fotodiodos son diodos de unión hechos con semiconductores (en la sección 9.3.1 se presenta una explicación de diodos), los cuales están conectados en un circuito con polarización inversa, por lo que su resistencia es muy elevada (Figura 2.52a)). Cuando la luz no incide en la unión, la corriente inversa es casi insignificante y da como resultado una corriente de oscuridad. Cuando la luz va a dar a la unión, se producen pares extras de huecos de electrones y hay un aumento en la corriente inversa y la resistencia del diodo cae (Figura 2.52b)). La corriente inversa es casi proporcional a la intensidad de la luz. Por ejemplo, la corriente en ausencia de luz con polarización inversa de 3 V puede ser de $25 \mu\text{A}$ y cuando está iluminada por $25\,000 \text{ lumenes/m}^2$, la corriente alcanza los $375 \mu\text{A}$. La resistencia del dispositivo sin luz es $3/(25 \times 10^{-6}) = 120 \text{ k}\Omega$ y con luz es $3/(375 \times 10^{-6}) = 8 \text{ k}\Omega$. Por lo tanto se puede utilizar un fotodiodo como un aparato de resistencia variable controlado por la luz incidente en él. Los fotodiodos responden muy rápido a la luz.

Figura 2.52 Fotodiodo.

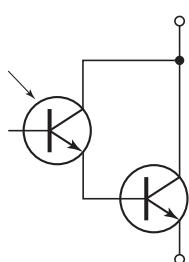
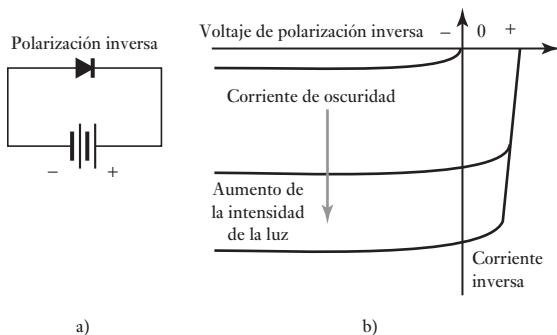


Figura 2.58 Fototransistor Darlington.

Los fototransistores (en la sección 9.3.3 se presenta una explicación de transistores) tienen una unión base colector p-n sensible a la luz. Cuando la luz no incide, la corriente colector-emisor es muy pequeña. Al incidir la luz, se produce una corriente de base directamente proporcional a la intensidad lumínosa. Debido a ello se produce una corriente de colector que es una medida de la intensidad luminosa. Es común encontrar fototransistores en forma de paquetes integrados, donde el fototransistor está conectado en una configuración Darlington con un transistor convencional (Figura 2.53). Como este arreglo da una ganancia en corriente mayor, este dispositivo produce una corriente de colector mucho mayor para una intensidad de luz dada.

Los fotorresistores tienen una resistencia que depende de la intensidad lumínosa que reciben, y que disminuye de manera lineal cuando la intensidad aumenta. El fotorresistor de sulfuro de cadmio es el más sensible a la luz con longitudes de onda de menos de 515 nm; el de selenido de cadmio se usa para longitudes de onda de menos de 700 nm.

A menudo se requiere un arreglo de sensores de luz en un pequeño espacio para determinar las variaciones de la intensidad de la luz a través del espacio. Un ejemplo de esto es la cámara digital para capturar la imagen que está siendo fotografiada y convertirla a digital. Para este propósito, con frecuencia se utiliza un **dispositivo acoplado por carga (CCD)**. Un CCD es un arreglo sensible a la luz de muchas pequeñas celdas sensibles a la luz conocidas como pixeles. Estas celdas básicamente son una capa p de silicio, separadas por una capa disipadora desde una capa de silicio tipo n. Cuando se expone a la luz, una celda se carga de manera eléctrica y dicho cambio luego se convierte en un número digital de 8 bits mediante un circuito electrónico. Al tomar una fotografía, el circuito electrónico de la cámara digital descarga las celdas sensibles a la luz, activa un obturador electromecánico para exponer las celdas a la imagen, luego lee el valor de carga de 8 bits para cada celda y de esta forma captura la imagen. Puesto que las celdas pn no tienen color y se necesitan fotografías a color, la luz pasa a través de una matriz de filtro de color antes de tocar las celdas. Esto permite que sólo la luz verde caiga en algunas celdas, la azul en otras y la roja en otras. Luego, si se toma en cuenta la salida desde las celdas vecinas se puede crear una imagen colorida.

2.11

Selección de sensores

Al seleccionar un sensor para una aplicación específica deben considerarse varios factores:

- 1 El tipo de medición que se requiere, por ejemplo, la variable que se va a medir, su valor nominal, el intervalo de valores, la exactitud, velocidad de medición y confiabilidad requeridas, las condiciones ambientales en las que se realizará la medición.
- 2 El tipo de salida que se requiere del sensor, lo cual determinará las necesidades de acondicionamiento de la señal a fin de contar con señales de salida idóneas a partir de la medición.
- 3 Se pueden identificar algunos sensores posibles, teniendo en cuenta intervalo, exactitud, linealidad, velocidad de respuesta, confiabilidad, facilidad de mantenimiento, duración, requerimientos de alimentación eléctrica, solidez, disponibilidad y costo.

La elección de un sensor no se puede hacer sin considerar el tipo de salida que el sistema debe producir después de acondicionar la señal; por ello, es necesaria una integración adecuada entre el sensor y el acondicionador de señal.

Como ejemplo de lo anterior, considere la selección de un sensor para medir el nivel de ácido corrosivo en un recipiente. Dicho nivel varía entre 0 y 2 m en un recipiente de forma circular con diámetro de 1 m. El recipiente vacío pesa 100 kg. La variación mínima de nivel que se desea detectar es 10 cm. La densidad del ácido es 1050 kg/m^3 . El sensor debe producir una salida eléctrica.

Debido a lo corrosivo del ácido, parece apropiado usar un método indirecto para determinar el nivel. Así, se utilizaría uno o varios indicadores de presión, para monitorear el peso del recipiente. Estos indicadores darían una salida eléctrica. El peso del líquido cambia de 0 cuando el recipiente está vacío, a $1050 \times 2 \times \pi (1^2/4) \times 9.8 = 16.2 \text{ kN}$ cuando está lleno. Si el peso anterior se suma al del recipiente cuando está vacío, se obtiene un peso que varía de 1 a 17 kN. La resolución requerida es de cambios de nivel de 10 cm, es decir, cambios en el peso de $0.10 \times 1050 \times \pi (1^2/4) \times 9.8 = 0.8 \text{ kN}$. Si se

usan tres indicadores de presión para sostener el tanque, cada uno de ellos necesitará un intervalo aproximado de 0 a 6 kN y una resolución de 0.27 kN. A continuación se pueden consultar los catálogos del fabricante para verificar si dichos indicadores de presión están a la venta.

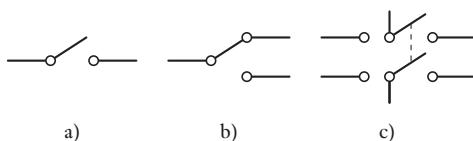
2.12

Ingreso de datos mediante interruptores

Los **interruptores mecánicos** tienen uno o varios pares de contactos que se abren y cierran en forma mecánica, con lo que se cierran o abren circuitos eléctricos. Es decir, al abrir o cerrar un interruptor se transmiten señales 0 o 1. El término **interruptor limitado** se emplea cuando se abren o se cierran interruptores al colocar un objeto y emplearlo para indicar el límite de su desplazamiento antes de iniciarse la acción.

Los interruptores mecánicos se especifican en función de su cantidad de polos y tiros. Los **polos** son el número de circuitos independientes que se operan con una sola acción de comutación y los **tiros** son el número de contactos individuales para cada polo. La Figura 2.54a) muestra un interruptor de un polo-un tiro (SPST); un interruptor de un polo-dos tiros (SPDT) se muestra en la Figura 2.54b); y la Figura 2.54c) muestra un interruptor de dos polos-dos tiros (DPDT).

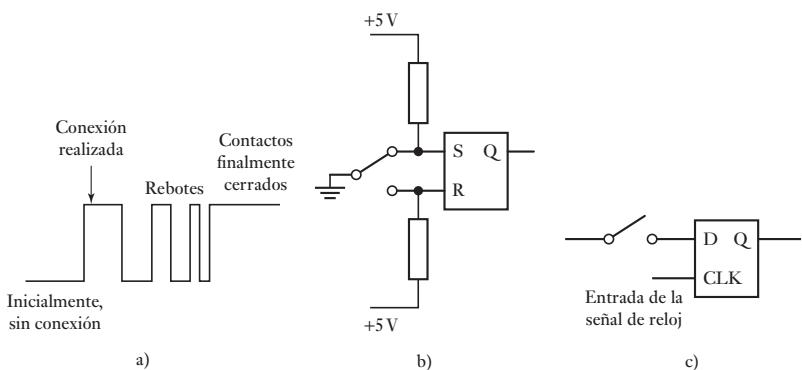
Figura 2.54 Interruptores:
a) SPST, b) SPDT, c) DPDT.



2.12.1 Rebote de los interruptores

Un problema que presentan los interruptores mecánicos es el **rebote del interruptor**. Cuando un interruptor mecánico se mueve para cerrar contactos, un contacto se acerca al otro. El primero golpea al segundo y dado que los elementos de contacto son elásticos, se produce un rebote. El contacto puede rebotar varias veces (Figura 2.55a)) antes de quedar en su estado de cierre, por lo general unos 20 m después. Durante el tiempo de rebotes, cada contacto se puede registrar como un contacto independiente. Por lo tanto, a un microprocesador puede parecerle que ocurrieron dos o más acciones de comutación. También se puede producir un rebote al abrir un interruptor. Para eliminar este problema, se puede recurrir a métodos basados en hardware o en software.

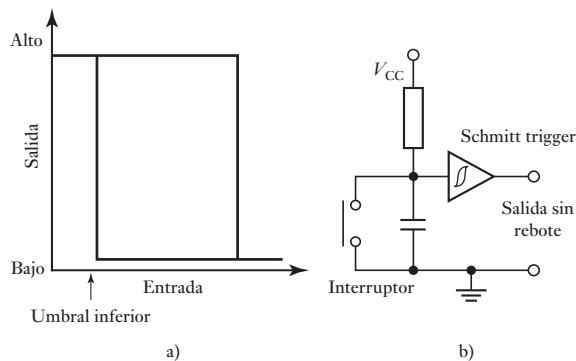
Figura 2.55 a) Rebote producido durante el cierre de un interruptor, b) eliminación del rebote de un flip-flop SR, c) eliminación del rebote de un flip-flop D.



Si se usa software, el microprocesador se programa para detectar si el interruptor está cerrado y esperar, por ejemplo, 20 ms. Después de verificar que terminó el rebote y que el interruptor está en la misma posición de cierre, se procede con la siguiente parte del programa. La solución del problema del rebote con hardware consiste en utilizar un flip-flop (circuito estable). La Figura 2.55b) muestra un circuito que elimina el efecto de rebote de un interruptor SPDT, el cual se basa en el empleo de un flip-flop SR (vea la sección 5.4.1). Como se puede observar, S está en 0 y R en 1, con salida de 0. Cuando el interruptor pasa a su posición inferior, al principio S se convierte en 1 y R en 0, lo que da una salida de 1. Un rebote que cambia S de 1 a 0 a 1 a 0, etcétera, no altera la salida. Este flip-flop se puede construir con dos compuertas NOR o dos compuertas NAND. Para eliminar el rebote de un interruptor SPDT se puede utilizar un flip-flop D (vea la sección 5.4.4). En la Figura 2.55c) se muestra este circuito. La salida de este flip-flop cambia sólo cuando la señal de reloj también cambia. Es decir, si se elige un periodo de reloj mayor que el tiempo de duración del rebote, más o menos 20 ms, las señales de rebote serán ignoradas.

Un método alternativo para evitar el rebote con hardware es usar un **Schmitt Trigger** (disparador Schmitt). Este dispositivo tiene la característica de 'histéresis' mostrada en la Figura 2.56a). Cuando la entrada de voltaje es mayor que un umbral de comutación superior y de una salida de nivel bajo, entonces para que la salida esté en un nivel alto se necesita que el voltaje de entrada sea menor que un umbral inferior de comutación. Por el contrario, cuando el voltaje de entrada es menor que un umbral inferior de comutación y da nivel alto, la entrada debe aumentar a más del umbral superior antes de que la salida pueda cambiar a nivel bajo. Este dispositivo se puede usar para formar señales de cambio lento, esto es, cuando la señal pasa el umbral, se convierte en una señal de comutación con un flanco recto y vertical entre dos niveles lógicos definidos. El circuito de la Figura 2.56b) se puede usar para evitar el rebote; se resalta el símbolo para el Schmitt trigger. Con el interruptor abierto, el capacitor se carga y el voltaje que se aplica al Schmitt trigger está en un nivel alto y por ello da una salida de voltaje bajo. Cuando el interruptor está cerrado, el capacitor se descarga rápidamente y así el primer rebote descarga al capacitor; el Schmitt trigger comuta a un estado alto en su salida. Los rebotes sucesivos del interruptor no dan tiempo para que se recargue el capacitor al umbral de voltaje requerido, de manera que los rebotes adicionales no logran que el Schmitt trigger comute.

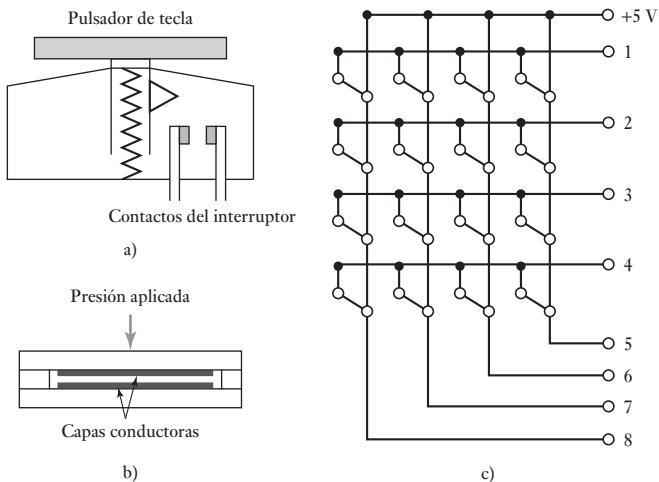
Figura 2.56 a) Características del Schmitt trigger, b) circuito para evitar el rebote en interruptores.



2.12.2 Teclados

Los teclados están formados por arreglos de interruptores como el teclado de una computadora o el teclado de membrana de dispositivos como el horno de micro-

Figura 2.57 a) Tecla de contacto, b) tecla de membrana, c) teclado de 16 vías.



ondas. La Figura 2.57a) muestra la tecla tipo contacto que en general se utiliza en un teclado; al oprimir el pulsador de la tecla se fuerza la unión de los contactos, y cuando la tecla se libera el resorte la regresa a su posición desactivada. Los interruptores de membrana típicos (Figura 2.57b)) constan de dos películas plásticas del espesor de una oblea, sobre las cuales se han depositado dos capas conductoras. Éstas están separadas por una capa espaciadora. Al oprimir el área de interruptor de la membrana, la capa del contacto superior se cierra con la inferior y se hace la conexión; cuando se deja de presionar, cesa la conexión.

Si bien los interruptores de estos arreglos se podrían conectar de manera que produjesen señales independientes al cerrar, un método más económico es conectarlos en un arreglo que no requiera una salida independiente por cada tecla, sino que cada una de ellas produzca una combinación renglón-columna única. En la Figura 2.57c) se muestran las conexiones de un conjunto de teclas de 16 vías.

Resumen

Un **sensor** es un elemento que produce una señal relacionada con la cantidad que está siendo medida. Un **transductor** es un elemento que, cuando está sujeto a algún cambio físico, experimenta un cambio relacionado. Tales sensores son transductores. Sin embargo, un sistema de medición puede utilizar los transductores, además del sensor, en otras partes del sistema para convertir las señales de una forma a otra.

El **intervalo** de un transductor define los límites de variación de la entrada. La **extensión** es el valor máximo de la entrada menos el valor mínimo. El **error** es la diferencia entre el resultado de una medición y su valor verdadero. La **exactitud** es la amplitud en la que cabe la posibilidad de error en el valor medido. La **sensibilidad** indica qué capacidad de salida hay por unidad en la entrada. El **error por histéresis** es la diferencia entre los valores obtenidos cuando se alcanzan mediante un continuo aumento y decremento. **Error por no linealidad** es el error que se obtiene al asumir una relación lineal. **Repetibilidad/reproductibilidad** es una medida de la habilidad para dar la misma salida a aplicaciones repetidas de la misma entrada. La **estabilidad** es la habilidad para dar la misma salida a una entrada constante. La **banda muerta** es el rango de los valores de entrada

para los cuales no hay entrada. La **resolución** es el cambio más pequeño en la entrada que producirá un cambio observable en la salida. El **tiempo de respuesta** es el tiempo que transcurre después del paso de entrada antes de que la salida alcance un porcentaje específico, por ejemplo 95% de la entrada. La **constante de tiempo** es 63.2% del tiempo de respuesta. El **tiempo de levantamiento** es el tiempo tomado para la salida con el fin de subir a algún porcentaje especificado del estado fijo de la salida. El **tiempo de asentamiento** es el tiempo que le lleva a la salida establecerse dentro de algún porcentaje, por ejemplo 2% del valor del estado fijo.

Problemas

- 2.1 Explique qué significa la información proporcionada en las especificaciones de los siguientes transductores:
- Un acelerómetro piezoelectrónico.
No linealidad: $\pm 0.5\%$ a intervalo total.
 - Un transductor de desplazamiento lineal capacitivo.
No linealidad e histéresis: $\pm 0.01\%$ a intervalo total.
 - Un transductor para medición de fuerza por extensómetro de resistencia.
Sensibilidad a la temperatura: $\pm 1\%$ del intervalo completo en el intervalo de temperaturas ambientales normales.
 - Un transductor de presión de fluidos por capacitancia.
Exactitud: $\pm 1\%$ de la lectura presentada.
 - Termopar.
Sensibilidad: termopar de níquel cromo-níquel aluminio: $0.039 \text{ mV}^{\circ}\text{C}$ cuando la unión fría está a 0°C .
 - Giroscopio para medición de la velocidad angular.
Repetibilidad: $\pm 0.01\%$ del intervalo completo.
 - Transductor de desplazamiento inductivo.
Linealidad: $\pm 1\%$ de la carga especificada.
 - Indicador de presión.
Error total debido a no linealidad, histéresis y no repetibilidad: $\pm 0.1\%$.
- 2.2 Se utiliza un termopar de cobre-constantán para medir temperaturas entre 0 y 200°C . La fem a 0°C es 0 mV , a 100°C es 4.277 mV y a 200°C es 9.286 mV . ¿Cuál sería el error por no linealidad a 100°C expresado como porcentaje del intervalo completo de salida, suponiendo que la relación en todo el intervalo entre la fem y la temperatura es lineal?
- 2.3 Un termopar extraído de un líquido a temperatura de 50°C y sumergido en un líquido que está a 100°C en el instante $t = 0$ produjo los siguientes valores de fem. Determine un tiempo de respuesta de 95%.
- | Tiempo (s) | 0 | 20 | 40 | 60 | 80 | 100 | 120 |
|------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| fem (mV) | 2.5 | 3.8 | 4.5 | 4.8 | 4.9 | 5.0 | 5.0 |
- 2.4 ¿Cuál es el error por no linealidad, expresado como porcentaje del intervalo completo, que se produce cuando un potenciómetro de $1 \text{ k}\Omega$ tiene una carga de $10 \text{ k}\Omega$ y está a un tercio de su desplazamiento máximo?
- 2.5 ¿Cuál sería el cambio de la resistencia de un extensómetro de resistencia eléctrica, cuyo factor de calibración es 2.1 y su resistencia es de 50Ω sometido a una deformación de 0.001?

- 2.6 Si le dan a escoger entre un codificador incremental y un codificador absoluto para medir un desplazamiento angular en un eje, ¿cuál sería la principal diferencia en los resultados que puede obtener con estos métodos?
- 2.7 Para monitorear un desplazamiento lineal se utiliza un codificador con un disco de pista con un radio de 50 mm. Si el codificador produce 256 pulsos por revolución, ¿cuántos pulsos produce un desplazamiento lineal de 200 mm?
- 2.8 Las especificaciones de un transformador diferencial de variación rotacional presentan la siguiente información:
 Intervalos: $\pm 30^\circ$, error de linealidad $\pm 0.5\%$ del intervalo completo
 $\pm 60^\circ$, error de linealidad $\pm 2.0\%$ del intervalo completo
 Sensibilidad: 1.1 (mV/V entrada)/grado
 Impedancia: primario 750 Ω , secundario 2000 Ω
 ¿Cuál será a) el error en una lectura de 40° debido a la no linealidad cuando el transformador se usa en el intervalo de $\pm 60^\circ$, b) el cambio en la salida del voltaje por cada grado, si el voltaje de entrada es 3 V?
- 2.9 ¿Cuáles son las ventajas y desventajas del potenciómetro tipo película de plástico al compararlo con el potenciómetro de bobina de alambre?
- 2.10 La información de las especificaciones de un sensor de presión formado por un diafragma que tiene extensómetros adheridos en su superficie es la siguiente:
 Intervalos: 0 a 1400 kPa, 0 a 35 000 kPa
 Error por no linealidad: $\pm 0.15\%$ del intervalo completo
 Error por histéresis: $\pm 0.05\%$ del intervalo completo
 ¿Cuál es el error total por no linealidad e histéresis para una lectura de 1 000 kPa en el intervalo de 0 a 1400 kPa?
- 2.11 Para monitorear el nivel de agua en un recipiente abierto se utiliza una celda de presión diferencial que responde a la diferencia de presión entre la base del recipiente y la atmósfera. Determine el intervalo de presiones diferenciales a las que la celda deberá responder si el nivel del agua varía entre una altura cero arriba del punto de medición de la celda y 2 m arriba de este punto.
- 2.12 Para medir temperaturas entre 0 y 400°C se utiliza un termopar de hierro-constatán. ¿Cuál será el error por no linealidad expresado como porcentaje de la lectura a escala total a 100°C si se supone que existe una relación lineal entre la fem y la temperatura?

$$\text{Fem a } 100^\circ\text{C} = 5.268 \text{ mV}; \text{ fem a } 400^\circ\text{C} = 21.846 \text{ mV}$$
- 2.13 Un detector de temperatura por resistencia hecho de platino tiene una resistencia de 100.00 Ω a 0°C , 138.50 Ω a 100°C y 175.83 Ω a 200°C . ¿Cuál sería el error por no linealidad en $^\circ\text{C}$ a 100°C , si el detector muestra una relación lineal entre 0 y 200°C ?
- 2.14 ¿Un sensor de presión con extensómetro con las siguientes especificaciones sería adecuado para medir presiones del orden de 100 kPa con una exactitud de $\pm 5 \text{ kPa}$ en un ambiente donde la temperatura permanece razonablemente constante en cerca de 20°C ?
 Intervalos: 2 a 70 MPa, 70 kPa a 1 MPa
 Excitación: 10 V c.d. o c.a. (r.m.s)
 Intervalo completo de la salida: 40 mV
 Errores por no linealidad e histéresis: $\pm 0.5\%$
 Intervalo de temperatura: -54 a $+120^\circ\text{C}$

Desviación del cero térmico: 0.030% de la salida del intervalo completo/°C
Sensibilidad de la desviación térmica: 0.030% de la salida del intervalo completo/°C

- 2.15 Un sensor de flotador para determinar el nivel del agua en un recipiente tiene un flotador cilíndrico de masa 2.0 kg, un área transversal de 20 cm^2 y una longitud de 1.5 m. Flota en forma vertical en el agua, ejerce una presión hacia arriba sobre una varilla unida a su extremo superior. ¿Cuáles serán las fuerzas hacia arriba mínimas y máximas que el flotador ejerce en la varilla? Sugiera un método para monitorear la deformación de la varilla debida a la acción de la fuerza hacia arriba.
- 2.16 Sugiera un sensor que sea parte del sistema de control de un horno para monitorear la rapidez con la que el combustible fluye por la tubería. La salida producida por el sistema de medición debe ser una señal eléctrica que pueda utilizarse para ajustar la velocidad de la bomba de combustible. El sistema debe ser capaz de operar de manera continua y automática, sin ajuste, durante largos períodos.
- 2.17 Sugiera un tipo de sensor que forme parte de un sistema de control y sirva para determinar la diferencia de niveles entre los líquidos de dos recipientes. La señal de salida debe ser una señal eléctrica para el sistema de control.
- 2.18 Sugiera un tipo de sensor que sea parte de un sistema para controlar el espesor de una hoja de metal laminado mediante el monitoreo de su grosor, conforme sale de los rodillos. La hoja de metal se mueve de manera constante por lo que la medición debe realizarse con rapidez para dar tiempo a que se emprenda la acción correctiva. El sistema de medición deberá proporcionar una señal eléctrica.



Capítulo tres

Acondicionamiento de señales

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Explicar los requerimientos para el acondicionamiento de señal.
- Explicar cómo se pueden utilizar los amplificadores operacionales.
- Explicar los requerimientos para protección y filtrado.
- Explicar los principios del puente de Wheatstone y, en particular, cómo se usa éste con extensómetros.
- Explicar el principio de la modulación de pulso.
- Explicar los problemas que se pueden presentar con ciclos e interferencia de tierra, y sugerir posibles soluciones a estos problemas.
- Establecer los requerimientos para la transferencia de potencia máxima entre componentes eléctricos.

3.1 Acondicionamiento de señales

La señal de salida del sensor de un sistema de medición en general se debe procesar de una forma adecuada para la siguiente etapa de la operación. La señal puede ser, por ejemplo, demasiado pequeña y tener que amplificarse; podría contener interferencias que eliminar; ser no lineal y requerir linealización; ser analógica y requerir digitalización; ser digital y convertirse en analógica; ser un cambio en el valor de la resistencia y convertirse en un cambio de corriente; consistir en un cambio de voltaje y convertirse en un cambio de corriente de magnitud adecuada, etcétera. A todas estas modificaciones se les designa en general con el término **acondicionamiento de señal**. Por ejemplo, la salida de un termopar es un voltaje pequeño de unos cuantos milivoltios. Puede usarse un módulo acondicionador de señal para convertir esta salida en una señal de corriente de tamaño adecuado, proporcionar un medio para rechazar ruido, linealizar y compensar por unión fría (es decir, la compensación cuando la unión fría no está a 0° C).

El Capítulo 4 continúa con el análisis del acondicionamiento de señal que incluye señales digitales.

3.1.1 Procesos del acondicionamiento de señales

Los siguientes son algunos de los procesos que se pueden presentar en el acondicionamiento de una señal:

- 1 *Protección* para evitar daño al siguiente elemento, por ejemplo, un microprocesador, como consecuencia de un voltaje o una corriente elevados. Así puede haber resistores limitadores de corriente en serie, fusibles que se funden si la corriente es muy alta, circuitos para protección por polaridad y limitadores de voltaje (sección 3.3).
- 2 Convertir una señal *en un tipo de señal adecuado*. Esto podría significar convertir una señal en un voltaje o una corriente de c.d. Por ejemplo, el cambio

en la resistencia de un extensómetro se debe convertir en un cambio de voltaje. Para ello se utiliza un puente de Wheatstone y se aprovecha el voltaje de desbalance (sección 3.5). Aquí también podría necesitarse una señal digital o analógica (vea la sección 4.3 sobre convertidores digital a analógico y convertidores analógico a digital).

- 3 Obtención del *nivel* adecuado de la señal. En un termopar, la señal de salida es de unos cuantos milivoltios. Si la señal se va a alimentar a un convertidor analógico a digital para después entrar a un microprocesador, será necesario amplificarla en forma considerable a volts en lugar de milivoltios. En la amplificación es muy común utilizar amplificadores operacionales (sección 3.2).
- 4 Eliminación o reducción del *ruido*. Por ejemplo, para eliminar el ruido en una señal se utilizan filtros (sección 3.4).
- 5 *Manipulación* de la señal, por ejemplo, convertirla en una función lineal de una variable. Las señales que producen algunos sensores, como los medidores de flujo, son no lineales y tal vez se use un acondicionador de señal para que la señal que se alimenta, al siguiente elemento sea lineal (sección 3.2.6).

Las siguientes secciones describen algunos elementos que se pueden emplear para acondicionar señales.

3.2

Amplificador operacional

A un amplificador se le puede considerar básicamente como un sistema que cuenta con una entrada y una salida (Figura 3.1), la **ganancia de voltaje** del amplificador es la razón de los voltajes de salida y entrada cuando cada uno se mide tomando en cuenta la tierra. La **impedancia de entrada** de un amplificador se define como el voltaje de entrada dividido entre la corriente de entrada, la **impedancia de salida** es el voltaje de salida dividido entre la corriente de salida.

La base de muchos módulos de acondicionamiento de señal es el **amplificador operacional**. El amplificador operacional es un amplificador c.d. de alta ganancia, por lo general la ganancia es del orden de 100 000 o más, que es proporcionado como un circuito integrado en un chip de silicio. Éste cuenta con dos entradas, conocidas como la entrada inversora ($-$) y la entrada no inversora ($+$). La salida depende de las conexiones hechas de dichas entradas. Existen otras entradas para el amplificador operacional como un suministro de voltaje negativo, un suministro de voltaje positivo y dos entradas conocidas como voltaje de compensación nulo para permitir correcciones hechas para el comportamiento no ideal del amplificador (sección 3.2.8). La Figura 3.2 muestra las conexiones de las terminales para un amplificador operacional tipo 741.

Un modelo ideal para un amplificador operacional es un amplificador con una ganancia infinita, una impedancia de salida infinita y una impedancia de salida cero, por ejemplo, el voltaje de salida es independiente de la carga.

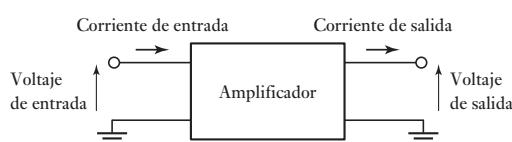


Figura 3.1 Amplificador.

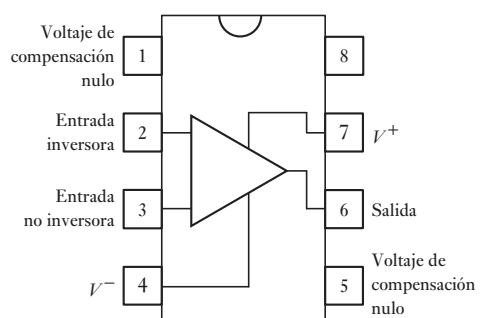
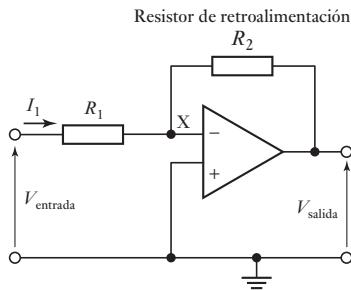


Figura 3.2 Conexiones de las terminales de un amplificador operacional 741.

Figura 3.3 Amplificador inversor.



Lo siguiente indica los tipos de circuitos que se pueden usar con amplificadores operacionales cuando se usan con acondicionadores de señales.

3.2.1 Amplificador inversor

La Figura 3.3 muestra las conexiones de un amplificador cuando se usa como **amplificador inversor**. La entrada se lleva a la entrada inversora a través del resistor R_1 , en tanto que la entrada no inversora se conecta a tierra. Se establece una trayectoria de retroalimentación que inicia en la salida, pasa por el resistor R_2 y llega a la entrada inversora. El amplificador operacional tiene una ganancia de voltaje de unos 100 000 y el cambio del voltaje de salida en general se limita casi a ± 10 V. El voltaje de entrada deberá estar entonces entre $+0.0001$ V y -0.0001 V, que de hecho es cero; por ello el punto X es prácticamente un potencial de tierra y se le conoce como **tierra virtual**. La diferencia de potencial a través de R_1 es $(V_{\text{entrada}} - V_X)$. Por lo tanto, un amplificador operacional ideal con ganancia infinita, y por ello $V_X = 0$, el voltaje de entrada V_{entrada} puede considerarse a través de R_1 . Entonces:

$$V_{\text{entrada}} = I_1 R_1$$

La impedancia entre las terminales de entrada del amplificador operacional es muy alta: para el 741 es de unos $2 \text{ M}\Omega$. Entonces de hecho en él no fluye una corriente a través de X. En un amplificador operacional ideal la impedancia de entrada es infinita, y por eso no fluye corriente por X. Por lo tanto, la corriente I_1 que fluye por R_1 debe ser la misma que fluye por R_2 . La diferencia de potencial en R_2 es $(V_X - V_{\text{salida}})$, entonces, dado que V_X es cero en un amplificador operacional ideal, la diferencia de potencial en R_2 es $-V_{\text{salida}}$. Por lo tanto:

$$-V_{\text{salida}} = I_1 R_2$$

Al dividir estas dos ecuaciones:

$$\text{ganancia en voltaje del circuito} = \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{entrada}}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Así, la ganancia en voltaje del circuito sólo dependerá de los valores relativos entre R_2 y R_1 . El signo negativo indica que la salida está invertida, es decir, con un desfasamiento de 180° en relación con la entrada.

Un ejemplo de lo anterior es un circuito de amplificador operacional con una resistencia en la línea de entrada inversora de $1 \text{ M}\Omega$ y una resistencia de retroalimentación de $10 \text{ M}\Omega$. ¿Cuál es la ganancia en voltaje del circuito?

$$\text{ganancia en voltaje del circuito} = \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{entrada}}} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{10}{1} = -10$$

Como un ejemplo del uso del circuito amplificador inversor, se utilizan ampliamente sensores de fotodiodos (vea la sección 2.10) y proporcionan corrientes pequeñas al exponerse a la luz. El circuito amplificador inversor se puede usar con un sensor de este tipo para que proporcione una corriente al convertidor de voltaje, el fotodiodo se ha de polarizar inverso conectado en lugar del resistor R_1 , para así permitir la salida que se utilizará como entrada para un microcontrolador.

3.2.2 Amplificador no inversor

La Figura 3.4a) muestra el amplificador operacional conectado como amplificador no inversor. La salida se puede considerar para ser tomada a través de un circuito divisor potencial que consiste en R_1 en serie con R_2 . El voltaje V_X luego es la fracción $R_1/(R_1 + R_2)$ del voltaje de salida, por ejemplo

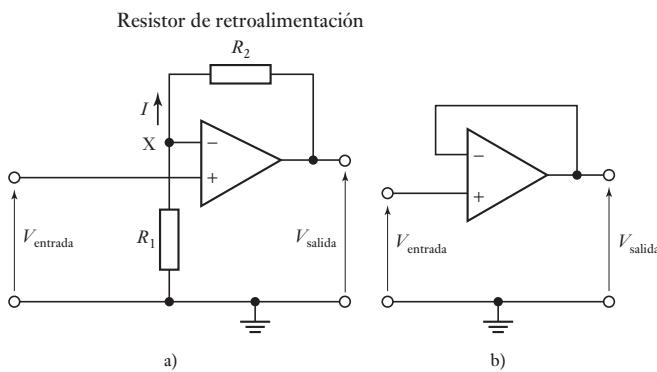
$$V_X = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{salida}}$$

Puesto que virtualmente no hay corriente a través del amplificador operacional entre las dos entradas puede haber virtualmente diferencia no potencial entre ellos. Así, con el amplificador operacional ideal, debemos tener $V_X = V_{\text{entrada}}$. Por lo tanto

$$\text{ganancia en voltaje del circuito} = \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{entrada}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Una forma particular de este amplificador es cuando el enlace de retroalimentación es un circuito corto, por ejemplo, $R_2 = 0$. Entonces la ganancia de voltaje es 1. La entrada para el circuito está dentro de la resistencia larga, la resistencia por lo general es de $2 \text{ M}\Omega$. La resistencia de salida, por ejemplo, la resistencia entre la terminal de salida y la línea de tierra es, sin embargo, mucho más pequeña, por ejemplo, 75Ω . Así, la resistencia en el circuito que sigue es una relativamente pequeña y es menos probable cargar ese circuito. Tal amplificador se refiere como un **seguidor de voltaje**. La Figura 3.4b) muestra el circuito básico.

Figura 3.4 a) Amplificador no inversor, b) seguidor de voltaje.

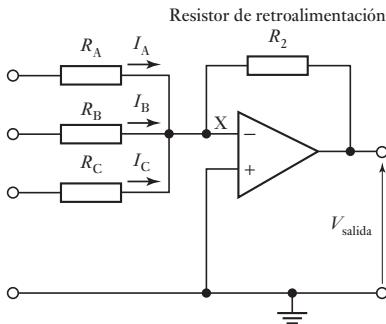


3.2.3 Amplificador sumador

La Figura 3.5 muestra el circuito de un amplificador sumador. Al igual que el amplificador inversor (sección 3.2.1), X es una tierra virtual. Por lo tanto, la suma de las corrientes que entran a X debe ser igual a la suma de corrientes que salen. Por consiguiente:

$$I = I_A + I_B + I_C$$

Figura 3.5 Amplificador sumador.



Pero, $I_A = V_A/R_A$, $I_B = V_B/R_B$ e $I_C = V_C/R_C$. Además, esta misma corriente I pasa por el resistor de retroalimentación. La diferencia de potencial en R_2 es $(V_X - V_{\text{salida}})$. Por lo tanto, dado que V_X puede valer cero, dicha diferencia es $-V_{\text{salida}}$ y por eso $I = -V_{\text{salida}}/R_2$. Entonces

$$-\frac{V_{\text{salida}}}{R_2} = \frac{V_A}{R_A} + \frac{V_B}{R_B} + \frac{V_C}{R_C}$$

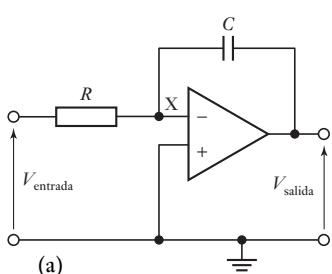
La salida es luego la suma escalada de las entradas, por ejemplo:

$$V_{\text{salida}} = -\left(\frac{R_2}{R_A}V_A + \frac{R_2}{R_B}V_B + \frac{R_2}{R_C}V_C\right)$$

Si $R_A = R_B = R_C = R_1$ entonces:

$$V_{\text{salida}} = -\frac{R_2}{R_1}(V_A + V_B + V_C)$$

Para ejemplificar lo anterior, considere el diseño de un circuito para producir un voltaje de salida que sea el promedio de los voltajes de entrada de tres sensores. Suponiendo que una salida invertida es aceptable, se puede usar el circuito de la Figura 3.5. Cada una de las tres entradas debe dimensionarse a una proporción de 1/3 para que dé una salida del promedio. Por lo tanto, en el circuito se requiere una ganancia de voltaje de 1/3 del valor de cada entrada. Así, si el resistor de retroalimentación es 4 kΩ, los resistores de cada entrada serán de 12 kΩ.



3.2.4 Amplificadores integradores y diferenciadores

Considere el circuito de un amplificador operacional inversor en el que la retroalimentación la realiza el capacitor, como muestra la Figura 3.6a).

La corriente es la rapidez con que se mueve una carga q , y dado que para un capacitor la carga es $q = Cv$, donde v es el voltaje, entonces la corriente a través del capacitor es $i = dq/dt = C dv/dt$. La diferencia de potencial en C es de $(v_X - v_{\text{salida}})$, y dado que v_X en realidad es cero, por ser la tierra virtual, es igual a v_{salida} . Entonces, la corriente que pasa por el capacitor es igual a $-C dv_{\text{salida}}/dt$. Pero ésta también es la corriente que pasa por la resistencia de entrada R . Por lo tanto:

$$\frac{V_{\text{entrada}}}{R} = -C \frac{dv_{\text{salida}}}{dt}$$

Figura 3.6 (a) Amplificador integrador; (b) amplificador diferenciador.

Rearreglando:

$$dv_{\text{salida}} = -\left(\frac{1}{RC}\right)v_{\text{entrada}} dt$$

Integrando ambos lados de la ecuación:

$$v_{\text{salida}}(t_2) - v_{\text{salida}}(t_1) = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} v_{\text{entrada}} dt$$

donde $v_{\text{salida}}(t_2)$ es el voltaje de salida en el momento t_2 y $v_{\text{salida}}(t_1)$ es el voltaje de salida en el momento t_1 . La salida es proporcional a la integral del voltaje de entrada, es decir, el área bajo la gráfica del voltaje de entrada en función del tiempo.

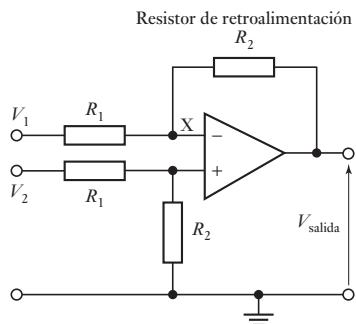
Si el capacitor y el resistor se intercambian en el circuito por el amplificador integrador, se obtiene un circuito diferenciador. La Figura 3.6b) muestra el circuito. La corriente de entrada i_{entrada} al capacitor C es $dq/dt = C dv/dt$. Con el caso ideal de corriente cero op-amp, ésta es también la corriente que pasa a través del resistor retroalimentador R , es decir, $-v_{\text{salida}}/R$ y por tanto

$$\frac{v_{\text{salida}}}{R} = -C \frac{dv_{\text{entrada}}}{dt}$$

$$v_{\text{salida}} = -RC \frac{dv_{\text{entrada}}}{dt}$$

A frecuencias altas, el circuito diferenciador es susceptible de estabilidad y problemas de ruido. Una solución es agregar un resistor de entrada R_{entrada} para limitar la ganancia de altas frecuencias y así se reduzca el problema.

Figura 3.7 Amplificador diferencial.



3.2.5 Amplificador diferencial

El amplificador diferencial amplifica la diferencia entre dos voltajes de entrada. En la Figura 3.7 se muestra el circuito correspondiente. Dado que por la elevada resistencia del amplificador operacional no circula corriente entre las dos terminales de entrada, no hay caída de voltaje y, por lo tanto, las dos entradas X están al mismo potencial. El voltaje V_2 está en los resistores en serie R_1 y R_2 . El potencial V_X en X es

$$\frac{V_X}{V_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

La corriente a través del resistor de retroalimentación debe ser igual a la de V_1 que pasa por R_1 . Por lo tanto:

$$\frac{V_1 - V_X}{R_1} = \frac{V_X - V_{\text{salida}}}{R_2}$$

La cual se puede rearreglar para obtener:

$$\frac{V_{\text{salida}}}{R_2} = V_X \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) - \frac{V_1}{R_1}$$

De ahí que se sustituye V_X usando la ecuación anterior.

$$V_{\text{salida}} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

De esta forma, la salida es una medida de la diferencia entre los dos voltajes de entrada.

Como ilustración del uso de tal circuito con un sensor, la Figura 3.8 muestra cómo se utiliza con un termopar. Se está ampliando la diferencia en el voltaje entre las fem de los dos cruces del termopar. Por ejemplo, los valores de R_1 y R_2 se eligen para dar un circuito con una salida de 10 mV para una diferencia de temperatura entre las uniones del termopar de 10°C si dicha temperatura produce una diferencia fem entre los cruces de 530 µV. Para el circuito tenemos

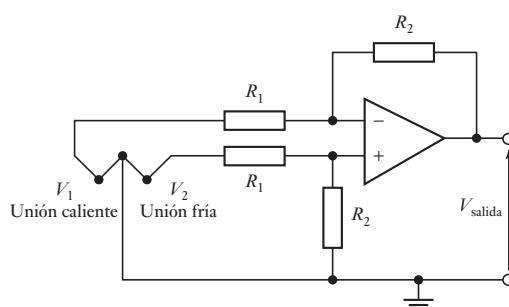
$$V_{\text{salida}} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

$$10 \times 10^{-3} = \frac{R_2}{R_1} \times 530 \times 10^{-6}$$

Por lo tanto, $R_2/R_1 = 18.9$. Suponga que R_1 es un resistor de 10 kΩ, entonces R_2 debe ser de 189 kΩ.

El amplificador diferencial se puede usar junto con un puente de Wheatstone (sección 3.5), quizás del tipo que tiene sensores con extensómetro en sus brazos, para amplificar la diferencia de potencial del desbalance que se produce cuando cambia la resistencia en uno o varios brazos. Si el puente está balanceado, las dos terminales de salida del puente están al mismo potencial; entonces, no hay diferencia de potencial de salida. Las terminales de salida del puente podrían estar, digamos a 5.00 V. Así, las dos entradas del amplificador diferencial están a 5.00 V. Cuando el puente ya no está balanceado puede

Figura 3.8 Amplificador diferencial con un termopar.



tener una terminal de salida a 5.01 V y la otra a 4.99 V, por lo que las entradas al amplificador diferencial son 5.01 y 4.99 V. El amplificador amplifica esta diferencia de 0.02 V en el voltaje; la señal original de 5.00 V común a las dos entradas se conoce como **voltaje en modo común**, V_{CM} . Para que el amplificador sólo amplifique la diferencia entre las dos señales, se supone que los dos canales de entrada están acoplados con perfección y que la alta ganancia del amplificador operacional es la misma en ambos. En la práctica, esto no se logra de manera perfecta y la salida no es exactamente proporcional a la diferencia entre los dos voltajes de entrada. La salida es:

$$V_{\text{salida}} = G_d \Delta V + G_{CM} V_{CM}$$

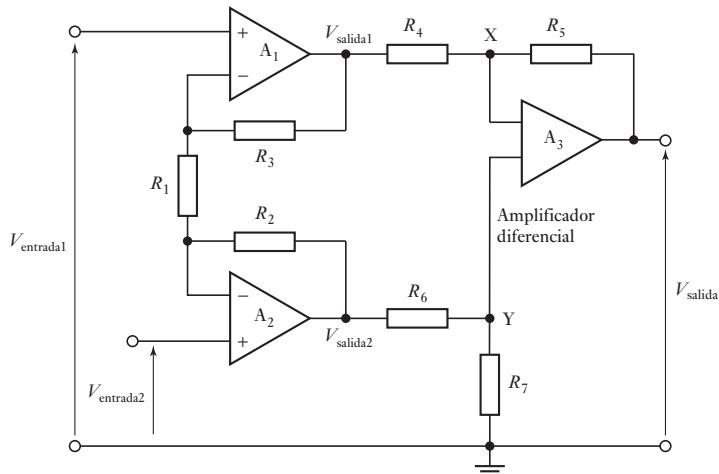
donde G_d es la ganancia de la diferencia en voltaje ΔV , G_{CM} la ganancia del voltaje en modo común, V_{CM} . Cuanto menor sea el valor de G_{CM} menor será el efecto del voltaje en modo común de la salida. El grado de desviación de un amplificador operacional respecto a una situación ideal se define mediante la **razón de rechazo en modo común** (CMRR):

$$\text{CMRR} = \frac{G_d}{G_{CM}}$$

Para minimizar el efecto del voltaje en modo común en la salida es necesario utilizar una CMRR grande. El valor de las razones de rechazo en modo común en general se especifican en decibeles (dB). Por lo tanto, en una escala de decibeles una CMRR, por ejemplo, de 10 000 sería igual a $20 \log 10 000 = 80$ dB. Un amplificador operacional típico tiene una CMRR de entre 80 y 100 dB.

En un **amplificador para instrumentación** típico se utilizan tres amplificadores operacionales (Figura 3.9), en vez de uno solo y está disponible como circuito integrado. Este tipo de circuitos tienen una impedancia de entrada alta en general de unos $300 \text{ M}\Omega$, una ganancia de voltaje alta y una CMRR excelente, de más de 100 dB. En la primera etapa se encuentran los amplificadores A_1 y A_2 , uno de ellos conectado como amplificador inversor y el otro como no inversor. El A_3 es un amplificador diferencial cuyas entradas provienen de A_1 y de A_2 .

Figura 3.9 Amplificador para instrumentación.



Dado que por A_3 casi no pasa corriente, la que pasa por R_3 es igual a la de R_5 . Por lo tanto:

$$\frac{V_{\text{salida}1} - V_X}{R_4} = \frac{V_X - V_{\text{salida}}}{R_5}$$

La entrada diferencial en A_3 es cero, entonces $V_Y = V_X$. Así, la ecuación anterior se puede escribir como:

$$V_{\text{salida}} = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right)V_Y - \frac{R_5}{R_4}V_{\text{salida}1}$$

R_6 y R_7 forman un divisor de voltaje para el voltaje $V_{\text{salida}2}$, de manera que:

$$V_Y = \frac{R_6}{R_6 + R_7}V_{\text{salida}2}$$

Con base en la ecuación anterior:

$$V_{\text{salida}} = \frac{\frac{1 + \frac{R_5}{R_4}}{R_7}V_{\text{salida}2} - \frac{R_5}{R_4}V_{\text{salida}1}}{1 + \frac{R_7}{R_6}}$$

Al elegir valores de resistencia adecuados se obtienen factores multiplicadores idénticos para las dos entradas del amplificador operacional. Para esto se requiere:

$$1 + \frac{R_5}{R_4} = \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \frac{R_5}{R_4}$$

y, por lo tanto, $R_4/R_5 = R_6/R_7$.

Se puede aplicar el **principio de superposición**, es decir, considerar que la salida que produce cada fuente actúa sola y luego sumarlas para obtener la respuesta total. En el amplificador A_1 la entrada es la señal diferencial $V_{\text{entrada}1}$ y está en su entrada no inversora, la cual amplifica ésta con ganancia de $1 + R_3/R_1$. También tiene una entrada $V_{\text{entrada}2}$ en su entrada inversora, que se amplifica con una ganancia de $-R_3/R_1$. Además, A_1 amplifica el voltaje en modo común, V_{cm} , de la entrada no inversora. Por lo tanto, la salida de A_1 es:

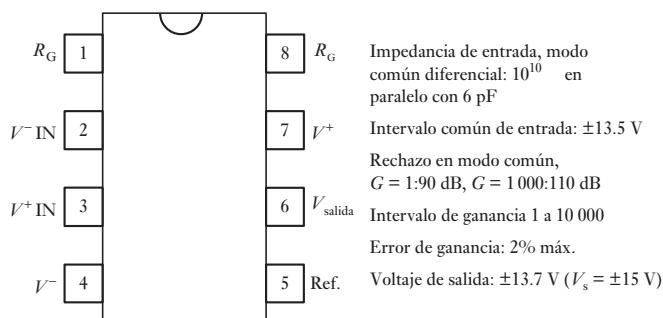
$$V_{\text{salida}1} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)V_{\text{entrada}1} - \left(\frac{R_3}{R_1}\right)V_{\text{entrada}2} + \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)V_{\text{cm}}$$

Asimismo, con el amplificador A_2 se obtiene:

$$V_{\text{salida}2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{\text{entrada}2} - \left(\frac{R_2}{R_1}\right)V_{\text{entrada}1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{\text{cm}}$$

La entrada diferencial en A_3 es $V_{\text{salida}1} - V_{\text{salida}2}$ y, por lo tanto:

$$\begin{aligned} V_{\text{salida}2} - V_{\text{salida}1} &= \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{\text{entrada}1} - \left(1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_3}{R_1}\right)V_{\text{entrada}2} \\ &\quad + \left(\frac{R_3}{R_1} - \frac{R_2}{R_1}\right)V_{\text{cm}} \end{aligned}$$

Figura 3.10 INA114.

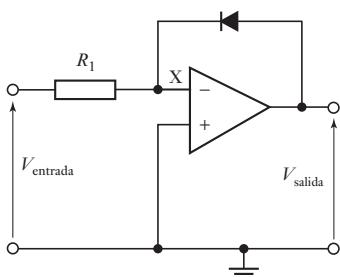
Si $R_2 = R_3$ desaparece el término del voltaje en modo común y así:

$$V_{\text{salida}2} - V_{\text{salida}1} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(V_{\text{entrada}1} - V_{\text{entrada}2})$$

La ganancia total es entonces $(1 + 2R_2/R_1)$ que en general se ajusta al variar R_1 .

La Figura 3.10 muestra las conexiones de las terminales y algunos detalles de las especificaciones de un amplificador para instrumentación para propósito general de bajo costo (Burr-Brown INA114) que usa esta forma de diseño de tres amplificadores operacionales. La ganancia se define conectando un resistor externo R_G entre las terminales 1 y 8, esta ganancia es igual a $1 + 50/R_G$ cuando R_G se expresa en $\text{k}\Omega$. El término $50 \text{ k}\Omega$ se obtiene de la suma de los dos resistores de retroalimentación internos.

3.2.6 Amplificador logarítmico

**Figura 3.11** Amplificador logarítmico.

La salida de algunos sensores es no lineal. Por ejemplo, la salida de un termopar no es una función perfectamente lineal de la diferencia de temperatura entre sus uniones. Entonces se puede utilizar un acondicionador de señal para linealizar la salida de estos sensores. Para ello se utiliza un circuito con amplificador operacional diseñado para que la relación entre su entrada y su salida sea no lineal, de manera que cuando su entrada es no lineal, la salida será lineal. Esto se logra con las componentes adecuadas en el lazo de retroalimentación.

El amplificador logarítmico de la Figura 3.11 es un ejemplo de este acondicionador de señal. En el lazo de retroalimentación hay un diodo (o un transistor con base aterrizada). El diodo tiene una característica no lineal. Su comportamiento podría representarse por $V = C \ln I$, donde C es una constante. Como la corriente del lazo de retroalimentación es idéntica a la corriente del resistor de entrada y la diferencia de potencial en el diodo es $-V_{\text{salida}}$, tenemos que:

$$V_{\text{salida}} = -C \ln(V_{\text{entrada}}/R) = K \ln V_{\text{entrada}}$$

donde K es una constante. Ahora bien, si la entrada V_{entrada} la proporciona un sensor con entrada t , donde $V_{\text{entrada}} = A e^{at}$, con A y a constantes, entonces:

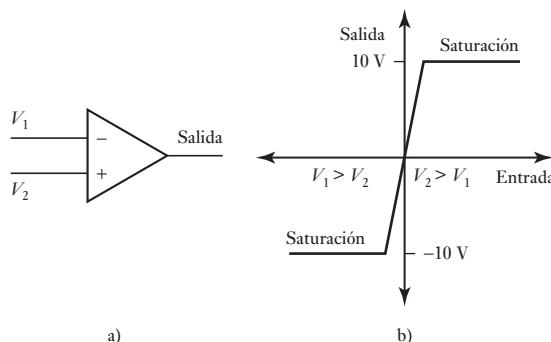
$$V_{\text{salida}} = K \ln V_{\text{entrada}} = K \ln(A e^{at}) = K \ln A + Kat$$

El resultado obtenido es una relación lineal entre V_{salida} y t .

3.2.7 Comparador

Un comparador indica cuál de dos voltajes es mayor. Se puede utilizar un amplificador operacional sin retroalimentación u otras componentes como comparador. Uno de los voltajes se aplica a la entrada inversora y el otro a la entrada no inversora (Figura 3.12a)). La Figura 3.12b) muestra la relación entre el voltaje de salida y la diferencia entre los dos voltajes de entrada. Cuando las dos entradas son iguales no hay salida. Sin embargo, cuando la entrada no inversora es mayor que la inversora por una cantidad mayor a una pequeña fracción de volt, la salida salta a un voltaje de saturación positivo estable, en general de +10 V. Cuando la entrada inversora es mayor que la no inversora, la salida salta a un voltaje de saturación negativo estable, casi siempre de -10 V. Este tipo de circuito puede determinar en qué momento un voltaje excede cierto nivel, y la salida quizás se utilice para iniciar una acción.

Figura 3.12 Comparador.



Como ejemplo, considere el circuito de la Figura 3.13. Está diseñado para que al llegar a una temperatura crítica se active un relevador y se inicie una respuesta. El circuito tiene un puente de Wheatstone con un termistor en un brazo. Los resistores del puente se eligen de manera que el puente esté balanceado a la temperatura crítica. Cuando la temperatura es inferior a este valor, la resistencia R_1 del termistor es mayor que la resistencia R_2 y el puente está desbalanceado. En consecuencia existe una diferencia de voltaje entre las entradas del amplificador operacional y produce una salida en su nivel inferior de saturación. Con ello, el transistor permanece apagado, es decir, las uniones base-emisor y base-colector están polarizadas en inversa por lo que en la bobina del

Figura 3.13 Circuito del interruptor de temperatura.

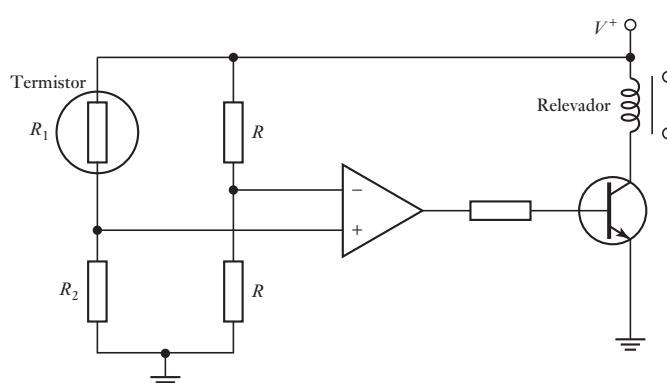
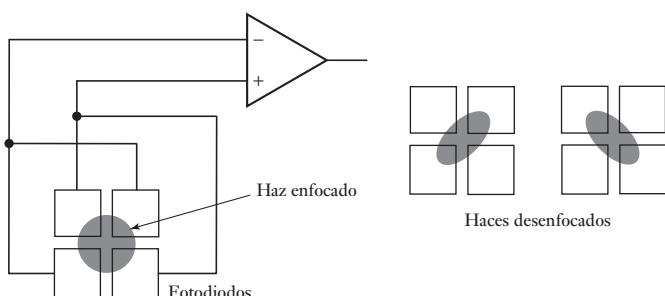


Figura 3.14 Sistema de enfoque de un reproductor de c.d.



relevador no pasa corriente. Cuando la temperatura aumenta y la resistencia del termistor disminuye, el puente se balancea y el amplificador operacional pasa a su nivel de saturación superior. Así, el transistor se enciende, es decir, sus uniones se polarizan en directa y el relevador se energiza.

Otro ejemplo de la aplicación de un comparador es el sistema que se usa para garantizar que el haz de rayo láser en un reproductor de CD se enfoca en la superficie del disco. En este caso, se usan lentes para enfocar el haz de láser en el CD; éste tiene la información de audio guardada en forma de una secuencia de marcas microscópicas hundidas y al ras. La luz que refleja el disco incide en cuatro fotodiodos (Figura 3.14). La salida de estos fotodiodos se emplea para reproducir el sonido. La razón para tener cuatro fotodiodos es que este arreglo también sirve para determinar si el haz de láser está bien enfocado. Cuando el haz está bien enfocado en el disco, el punto circular de luz cae sobre el arreglo de fotodiodos donde cae la misma cantidad de luz en cada uno. En consecuencia, la salida del amplificador operacional, configurado como un comparador, es cero. Si el haz está desenfocado, se produce un punto luminoso de forma elíptica en vez de circular. Con esto, la cantidad de luz que incide en cada fotocelda es distinta. Se comparan las salidas que producen los dos grupos diagonales de celdas y como son diferentes, el comparador produce una salida que indica si el haz está desenfocado y en qué dirección. La salida puede emplearse para iniciar una acción correctiva que ajuste las lentes que enfocan el haz en el disco.

3.2.8 Amplificadores reales

Los amplificadores operacionales reales no son el elemento perfecto (ideal) descrito en las secciones anteriores de este capítulo. Un problema en especial importante es el del **voltaje de desbalance de c.d.**

Un amplificador operacional es un amplificador de alta ganancia que también amplifica la diferencia entre sus dos entradas. Así, si las dos entradas se ponen en corto se espera que no haya salida. Sin embargo, en la práctica esto no sucede y es posible detectar la presencia de un voltaje de salida bastante grande. Este efecto se produce por desbalances de los circuitos internos de los amplificadores operacionales. Para reducir a cero el voltaje de salida se aplica un voltaje adecuado entre las terminales de entrada, que se conoce como **voltaje de desbalance de c.d.** Muchos amplificadores operacionales están diseñados de manera que este voltaje se aplique a través de un potenciómetro. En el 741 se hace conectando un potenciómetro de $10\text{ k}\Omega$ entre las terminales 1 y 5 (Figura 3.2) y conectando el contacto deslizable del potenciómetro a una fuente de voltaje negativa (Figura 3.15). Los desbalances dentro del amplificador operacional se corrigen ajustando la posición del contacto deslizable

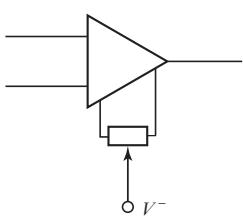


Figura 3.15 Corrección del voltaje de desbalance de c.d.

hasta que al no haber una entrada en el amplificador no hay una salida. Típicamente, un amplificador de propósito general tendrá un voltaje de desbalance de entre 1 y 5 mV.

Los amplificadores operacionales manejan corrientes pequeñas en las terminales de entrada a fin de polarizar los transistores de entrada. La corriente polarizada que fluye a través de la fuente de resistencia en cada terminal genera un voltaje en serie con la entrada. Idealmente, las corrientes polarizadas serán iguales en las dos entradas; sin embargo, éste no es el caso en la práctica. Por tanto el efecto de estas corrientes polarizadas es producir un voltaje de salida cuando no hay señal de entrada y la salida debe ser cero. Esto es un problema en particular cuando el amplificador está operando con voltajes de corriente directa. Al valor promedio de esas dos corrientes polarizadas se le conoce como **corriente polarizada de entrada**. Para un amplificador de propósito general, un valor típico es de unos 100 nA. La diferencia entre las dos corrientes polarizadas se denomina **corriente de desbalance de entrada**. Lo ideal es que fuera cero, pero para un amplificador de propósito general típico debiera ser de 10 nA, alrededor de 10 a 25% de la corriente polarizada de entrada.

Un parámetro importante que afecta el uso de un amplificador operacional con aplicaciones de corriente alterna es la **tasa de gran volumen**. Ésta es la tasa máxima de cambio a la cual puede cambiar el voltaje de salida al momento de respuesta a una entrada de función de paso perfecta. El rango típico de valores va de 0.2 V/μs a más de 20 V/μs. Con altas frecuencias, la operación de gran señal de un amplificador se determina por qué tan rápido puede oscilar la salida de un voltaje a otro. Por tanto, para utilizar entradas con alta frecuencia se requiere un alto valor de tasa de gran volumen.

Como ejemplo de lo anterior, el amplificador de propósito general LM348 con una ganancia de voltaje de ciclo abierto de 96 dB tiene una corriente polarizada de entrada de 30 nA y una tasa de gran volumen de 0.6 V/μs. El amplificador de banda ancha AD711 con una ganancia de ciclo abierto de 100 tiene una corriente polarizada de 25 pA, así como una tasa de gran volumen de 20 V/μs.

3.3

Protección

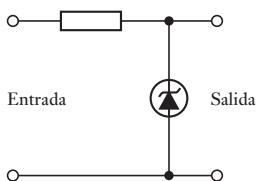


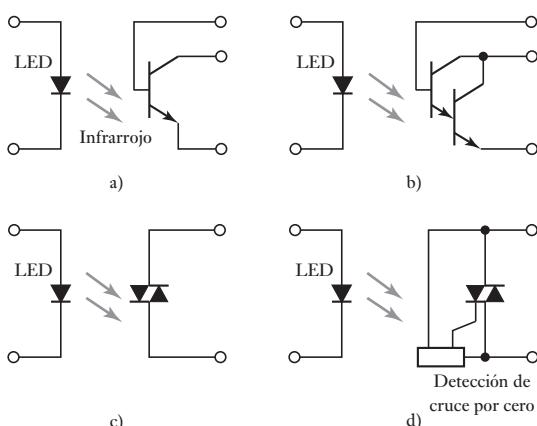
Figura 3.16 Circuito de protección con diodo Zener.

Existen muchas situaciones en las que la conexión de un sensor con la unidad siguiente, como un microprocesador, lleva a la posibilidad de daños que resultan de un voltaje o corriente elevados. Para protegerse contra corrientes altas en la línea de entrada se incorpora una serie de resistores que limitan la corriente a un nivel aceptable y un fusible que se funde cuando la corriente excede un nivel seguro. Contra altos voltajes y polaridades equivocadas se utiliza un circuito con diodo Zener (Figura 3.16). Los diodos Zener se comportan como diodos comunes hasta un voltaje de ruptura, a partir del cual se convierten en conductores. Si se desea el paso de un voltaje como máximo de 5 V, pero que se rechacen voltajes de más de 5.1 V, se utiliza un diodo Zener con especificación de voltaje de 5.1 V. Cuando el voltaje sube a 5.1 V, el diodo de ruptura Zener y su resistencia caen a un valor muy bajo. El resultado es que el voltaje que pasa por el diodo y, por lo tanto, el que llega al siguiente circuito, disminuye. Dado que el diodo Zener tiene baja resistencia a la corriente en una dirección y resistencia alta en la dirección contraria, también sirve como protección contra polaridades invertidas. Si el diodo se conecta con la polaridad correcta, produce una resistencia alta en la salida y una caída de voltaje grande. Si la polaridad de la fuente está invertida, la resistencia del diodo es baja y ocurre una caída de voltaje pequeña en la salida.

En algunas situaciones es deseable aislar por completo los circuitos y eliminar todas las conexiones eléctricas entre ellos. Para ello se utiliza un

optoaislador. Entonces se puede tener la salida de un microprocesador aplicada a un diodo emisor de luz (LED), el cual emite radiación infrarroja. Esta radiación se detecta con un fototransistor o un triac y produce un aumento en la corriente como respuesta a los cambios que ocurren en el voltaje aplicado al LED. La Figura 3.17 muestra algunas formas de optoaisladores. El término **razón de transferencia** se usa para especificar el cociente entre las corrientes de salida y la de entrada. Típicamente, un optoaislador con transistor (Figura 3.17a)) da una corriente de salida más pequeña que la de entrada y una razón de transferencia quizás de 30% con un valor máximo de corriente de 7 mA. Sin embargo, el optoaislador con Darlington (Figura 3.17b)) da una corriente de salida mayor que la de entrada, por ejemplo, el 6N139 de Siemens tiene una razón de transferencia de 800% y una corriente máxima de 60 mA. Otra forma de optoaislador usa un triac (Figura 3.17c)) y se puede usar para corriente alterna, un optoaislador con triac típico es capaz de operar con voltajes de alimentación residenciales. Otra forma de optoaislador es el que usa un triac con detección de cruce por cero (Figura 3.17d)), por ejemplo, el MOC3011 de Motorola sirve para reducir los transitorios y la interferencia electromagnética.

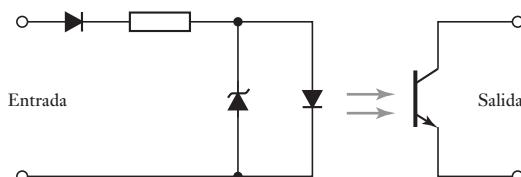
Figura 3.17 Optoaisladores:
a) transistor, b) Darlington, c),
d) triac con unidad de cruce cero.



Las salidas de los optoaisladores se pueden utilizar para commutar directamente cargas de baja potencia. Así, un optoaislador con Darlington se puede utilizar como una interfase entre un microprocesador y las lámparas o relevadores. Para commutar cargas de alta potencia, se podría usar un optoaislador que opere un relevador y éste a su vez commute el dispositivo de alta potencia.

El circuito protector de un microprocesador es muy parecido al que muestra la Figura 3.18; para evitar que la polaridad del LED esté invertida o aplicar un voltaje demasiado elevado, se puede proteger con el circuito con diodo Zener de la Figura 3.16; si en la entrada hay una señal alterna en la línea de entrada se coloca un diodo para rectificarla.

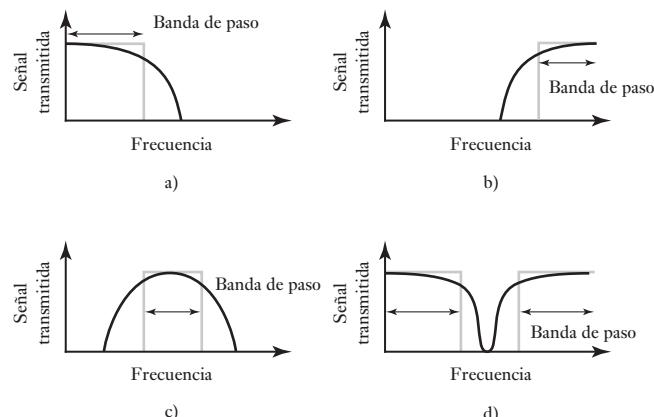
Figura 3.18 Circuito de protección.



3.4**Filtrado**

El término **filtrado** se refiere al proceso de eliminación de cierta banda de frecuencias de una señal y permite que otras se transmitan. El intervalo de frecuencias que pasa por un filtro se conoce como **banda de paso**, y el que no pasa como **banda de supresión** y la frontera entre lo que se suprime y lo que se pasa es la **frecuencia de corte**. Los filtros se clasifican de acuerdo con los intervalos de frecuencia que transmiten o rechazan. Un **filtro paso bajo** (Figura 3.19a)) tiene una banda de paso que acepta la transmisión de todas las frecuencias desde 0 hasta cierto valor. El **filtro paso alto** (Figura 3.19b)) tiene una banda de paso que permite la transmisión de todas las frecuencias a partir de cierto valor hasta infinito. El **filtro paso de banda** (Figura 3.19c)) permite la transmisión de todas las frecuencias que están dentro de una banda especificada. El **filtro supresor de banda** (Figura 3.19d)) rechaza e impide la transmisión de todas las frecuencias de cierta banda. En todos los casos, la frecuencia de corte se define como aquella cuyo voltaje de salida es 70.7% del de la banda de paso. El término **atenuación** se aplica a la razón de las potencias de entrada y salida, expresada como el cociente del logaritmo de la razón, por lo que la atenuación se expresa en unidades de bels. Como ésta es una magnitud bastante grande, se utilizan los decibeles (dB), de ahí que la atenuación expresada en $\text{dB} = 10 \log (\text{potencia de entrada}/\text{potencia de salida})$. Puesto que la potencia en una impedancia es proporcional al cuadrado del voltaje, la atenuación en $\text{dB} = 20 \log (\text{voltaje de entrada}/\text{voltaje de salida})$. El voltaje de salida correspondiente a 70.7% del de la banda de paso corresponde, por lo tanto, a una atenuación de 3 dB.

Figura 3.19 Características de los filtros ideales: a) paso bajo, b) paso alto, c) paso de banda, d) supresor de banda.

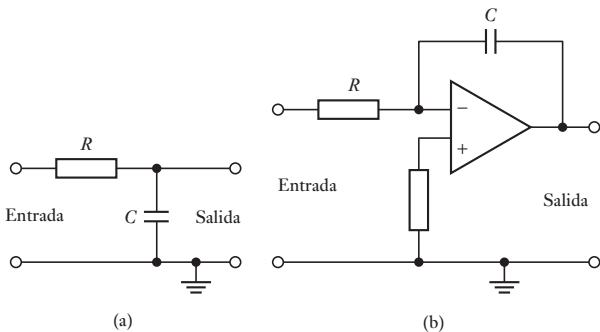


El término **pasivo** describe un filtro en el cual sólo hay resistores, capacitores e inductores. El término **activo** se refiere a un filtro en el que también hay un amplificador operacional. Los filtros pasivos tienen la desventaja de que la corriente que absorbe el siguiente elemento puede modificar la característica de frecuencia del filtro. Estos problemas no se presentan en los filtros activos.

Es muy común que los filtros paso bajo se usen como parte del acondicionamiento de señales, debido a que la mayor parte de la información útil que se transmite es de baja frecuencia. Dado que el ruido tiende a producirse a frecuencias mayores, el filtro paso bajo puede ser útil para bloquearlo. Entonces, el filtro paso bajo se elige con una frecuencia de corte de 40 Hz para bloquear las señales de interferencia de la línea de alimentación comercial y el ruido en general. La Figura 3.20 muestra las configuraciones básicas que se pueden utilizar para un filtro paso bajo pasivo y la forma básica de un filtro paso bajo activo.

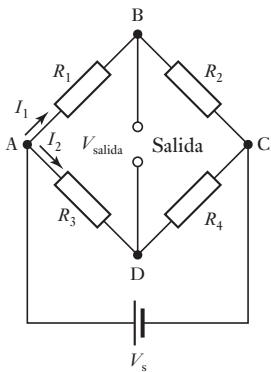
Figura 3.20 Filtro de paso bajo:

a) pasivo, b) activo que usa un amplificador operacional.



3.5

Puente de Wheatstone

**Figura 3.21** Puente de Wheatstone.

El **ponte de Wheatstone** se utiliza para convertir un cambio de resistencia en uno de voltaje. En la Figura 3.21 se muestra la configuración básica de este puente. Cuando el voltaje de salida V_{salida} es cero, el potencial en B debe ser igual al potencial en D. La diferencia de potencial en R_1 , es decir, V_{AB} , debe ser igual a la diferencia en R_3 , o sea, V_{AD} . Por lo tanto, $I_1R_1 = I_3R_3$. También significa que la diferencia de potencial en R_2 , es decir, V_{BC} , debe ser igual a la de R_4 , es decir V_{DC} . Dado que en BD no hay corriente, la de R_2 debe ser igual a la que hay en R_1 y la corriente en R_4 debe ser la misma que en R_3 . Por consiguiente, $I_2R_2 = I_4R_4$. Dividiendo las dos ecuaciones se obtiene:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

Se dice que el puente está **balanceado**.

Considere qué sucede cuando una de las resistencias cambia su condición de balance. El voltaje de alimentación V_s se conecta entre los puntos A y C, y por eso la caída de potencial en el resistor R_1 es la fracción $R_1/(R_1 + R_2)$. Por lo tanto,

$$V_{AB} = \frac{V_s R_1}{R_1 + R_2}$$

De igual manera, la diferencia de potencial en R_3 es

$$V_{AD} = \frac{V_s R_3}{R_3 + R_4}$$

Entonces, la diferencia de potencial entre B y D, es decir, la diferencia de potencial a la salida V_{salida} es

$$V_{\text{salida}} = V_{AB} - V_{AD} = V_s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$$

Esta ecuación expresa la condición de balance cuando $V_{\text{salida}} = 0$.

Suponga que el resistor R_1 es un sensor que experimenta un cambio en su resistencia. Un cambio en la resistencia de R_1 a un valor $R_1 + \delta R_1$ da un cambio en la salida que va de V_{salida} a $V_{\text{salida}} + \delta V_{\text{salida}}$, donde:

$$V_{\text{salida}} + \delta V_{\text{salida}} = V_s \left(\frac{R_1 + \delta R_1}{R_1 + \delta R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$$

Por lo tanto:

$$(V_{\text{salida}} + \delta V_{\text{salida}}) - V_{\text{salida}} = V_s \left(\frac{R_1 + \delta R_1}{R_1 + \delta R_1 + R_2} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Si δR_1 es mucho menor que R_1 , la ecuación anterior se aproxima a:

$$\delta V_{\text{salida}} \approx V_s \left(\frac{\delta R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Con esta aproximación, el cambio del voltaje de salida es proporcional al cambio en la resistencia del sensor. Así se obtiene el voltaje de salida cuando no hay resistencia de carga en la salida. Si la hubiera, se tendría que considerar el efecto de la carga.

Como ejemplo de lo anterior, considere un sensor de temperatura por resistencia de platino cuya resistencia a 0°C es de 100 Ω y que forma un brazo de un puente de Wheatstone. El puente está balanceado a esta temperatura y cada uno de sus otros brazos también vale 100 Ω. Si el coeficiente de temperatura de la resistencia de platino es 0.0039/K, ¿cuál será el voltaje de salida del puente por cada grado que cambia la temperatura si se puede suponer que la carga en la salida es infinita? El voltaje de alimentación, con resistencia interna despreciable, es 6.0 V. La variación de la resistencia del platino con la temperatura se representa por

$$R_t = R_0(1 + \alpha t)$$

donde R_t es la resistencia a t (°C), R_0 la resistencia a 0°C y α el coeficiente de temperatura de la resistencia. En consecuencia,

$$\begin{aligned} \text{cambio en la resistencia} &= R_t - R_0 = R_0\alpha t \\ &= 100 \times 0.0039 \times 1 = 0.39 \Omega/K \end{aligned}$$

Como este cambio en la resistencia es pequeño comparado con el valor de 100 Ω, es posible utilizar la ecuación aproximada. Por lo tanto,

$$\delta V_{\text{salida}} \approx V_s \left(\frac{\delta R_1}{R_1 + R_2} \right) = \frac{6.0 \times 0.39}{100 + 100} = 0.012 \text{ V}$$

3.5.1 Compensación por temperatura

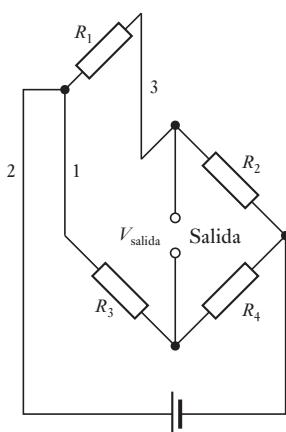


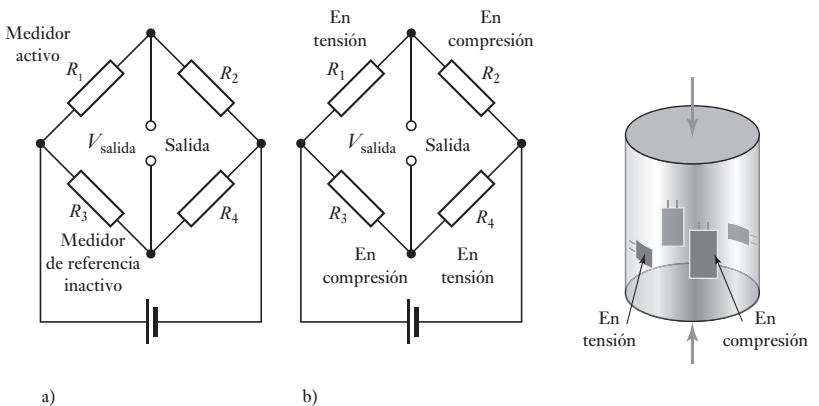
Figura 3.22 Compensación por conductores.

En muchas mediciones en las que participa un sensor de tipo resistivo, el elemento sensor puede estar en uno de los extremos de conductores largos. Los cambios de temperatura afectan no sólo al sensor, también a la resistencia de estos conductores. Por ejemplo, un sensor de temperatura por resistencia de platino está formado por una bobina de platino que se encuentra en los extremos de los conductores. Cuando la temperatura cambia, no sólo cambia la resistencia de la bobina, sino también la de los conductores. Lo único que se necesita es la resistencia de la bobina, por lo que se requieren ciertos procedimientos para compensar la resistencia de los conductores. Una forma de hacerlo es unir tres conductores a la bobina, como muestra la Figura 3.22. La bobina se conecta al puente de Wheatstone de manera que el conductor 1 esté en serie con el resistor R_3 y el conductor 3 esté en serie con la bobina de resistencia de platino R_1 . El conductor 2 es la conexión con la fuente de alimentación. Cualquier cambio que se produzca en la resistencia de los conductores es probable que afecte a los tres conductores restantes por igual, dado que son el mismo material, diámetro y longitud y todos están juntos. El resultado es que

los cambios en la resistencia del conductor se producen exactamente igual en dos brazos del puente, y se anulan cuando R_1 y R_3 son la misma resistencia.

El extensómetro de resistencia eléctrica es otro sensor en el que es necesario compensar los efectos de la temperatura. La resistencia del extensómetro cambia al aplicar un esfuerzo. Por desgracia, también cambia por la temperatura. Una manera de eliminar el efecto por la temperatura es usar un **extensómetro patrón inactivo**. Éste es idéntico al que está sometido a esfuerzo, el indicador activo, y está montado en el mismo material, aunque no está sometido al esfuerzo. Se encuentra cerca del indicador activo, por lo que sufre los mismos cambios de temperatura. Por lo tanto, un cambio de temperatura producirá un cambio de sus resistencias de la misma magnitud. El indicador activo está montado en un brazo del puente de Wheatstone (Figura 3.23a)) y el indicador patrón inactivo en el otro, de manera que los efectos de los cambios en la resistencia inducidos por la temperatura se anulan entre sí.

Figura 3.23 Compensación con extensómetros: a) uso del extensómetro patrón inactivo, b) puente de cuatro brazos activo.



Los extensómetros se utilizan con frecuencia en combinación con otros sensores como los indicadores de carga o los indicadores de presión tipo diafragma para medir desplazamientos. En estos casos todavía se requiere una compensación por temperatura. Si bien es posible utilizar los indicadores patrón inactivos, es más recomendable emplear cuatro extensómetros. Se colocan de manera que dos de ellos al aplicarles fuerzas estén en tensión y los dos restantes estén en compresión. El indicador de presión de la Figura 3.23b) muestra esta configuración. Los indicadores que están en tensión aumentarán su resistencia, en tanto que los que están comprimidos la disminuirán. Dado que los indicadores se conectan como los cuatro brazos de un puente de Wheatstone (Figura 3.23b)) y los cambios de temperatura afectan a todos de idéntica manera, el arreglo se compensa por temperatura. Esta configuración produce un voltaje de salida mucho mayor que el que se obtiene con un indicador activo.

Para ejemplificar esto, considere un indicador de presión con cuatro extensómetros dispuestos como en la Figura 3.23, que se utilizará con un puente extensómetro de cuatro brazos activo. El factor de calibración de los indicadores es 2.1 y tienen una resistencia de 100Ω . Cuando el indicador se somete a una fuerza de compresión, los indicadores verticales muestran una compresión y, dado que cuando se opriime un objeto también se produce una extensión en sentido lateral, los indicadores horizontales están sujetos a un esfuerzo de tracción (la razón entre esfuerzos transversales y esfuerzos longitudinales se conoce como razón de Poisson y por lo general es cercana a 0.3). Por lo tanto, si los indicadores de compresión se someten a un esfuerzo de -1.0×10^{-5} y los

indicadores de tracción a uno de $+0.3 \times 10^{-5}$, el voltaje de alimentación del puente es 6 V y el voltaje de salida del puente se amplifica con un circuito de amplificador operacional diferencial, ¿cuál será la razón del resistor de retroalimentación respecto a los resistores de entrada en las dos entradas del amplificador, si la carga produce una salida de 1 mV?

El cambio en la resistencia de un indicador sujeto a un esfuerzo de compresión está dado por $\Delta R/R = G\varepsilon$:

$$\begin{aligned}\text{cambio en la resistencia} &= G\varepsilon R = -2.1 \times 1.0 \times 10^{-5} \times 100 \\ &= -2.1 \times 10^{-3} \Omega\end{aligned}$$

Para un indicador sometido a una tensión:

$$\begin{aligned}\text{cambio en la resistencia} &= G\varepsilon R = 2.1 \times 0.3 \times 10^{-5} \times 100 \\ &= 6.3 \times 10^{-4} \Omega\end{aligned}$$

La diferencia de potencial de desbalance está dada por (sección 3.5):

$$\begin{aligned}V_{\text{salida}} &= V_s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \\ &= V_s \left(\frac{R_1(R_3 + R_4) - R_3(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right) \\ &= V_s \left(\frac{R_1R_4 - R_2R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right)\end{aligned}$$

Ahora cada resistor está cambiando. Sin embargo, se pueden despreciar los cambios si se comparan con los denominadores donde el efecto de los cambios en la suma de las dos resistencias es insignificante. Por lo tanto:

$$V_{\text{salida}} = V_s \left(\frac{(R_1 + \delta R_1)(R_4 + \delta R_4) - (R_2 + \delta R_2)(R_3 + \delta R_3)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right)$$

Si se desprecian los productos de los términos con δ y como el puente al inicio está balanceado con $R_1R_4 = R_2R_3$, entonces

$$V_{\text{salida}} = \frac{V_s R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} = \left(\frac{\delta R_1}{R_1} - \frac{\delta R_2}{R_2} - \frac{\delta R_3}{R_3} + \frac{\delta R_4}{R_4} \right)$$

Por lo tanto,

$$V_{\text{salida}} = \frac{6 \times 100 \times 100}{200 \times 200} \left(\frac{2 \times 6.3 \times 10^{-4} + 2 \times 2.1 \times 10^{-3}}{100} \right)$$

La salida es entonces 3.6×10^{-5} V. Este valor será la entrada del amplificador diferencial, y utilizando la ecuación desarrollada en la sección 3.2.5,

$$V_{\text{salida}} = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$$

$$1.0 \times 10^{-3} = \frac{R_2}{R_1} \times 3.6 \times 10^{-5}$$

Entonces $R_2/R_1 = 27.8$.

3.5.2 Compensación de un termopar

Un termopar produce una fem que depende de la temperatura de sus dos uniones (sección 2.9.5). De manera ideal, una de las uniones se mantiene a 0°C y la temperatura correspondiente a la fem se obtiene directamente de las tablas. Sin embargo, esto no siempre es posible ya que la unión fría con frecuencia está a temperatura ambiente. Para compensar esto se añade al termopar una diferencia de potencial. Esta compensación debe ser igual a la fem que generaría un termopar con una unión a 0°C y la otra a temperatura ambiente. Esta diferencia de potencial se produce usando un sensor de temperatura de resistencia en un puente de Wheatstone. Éste está balanceado a 0°C y su voltaje de salida proporciona la diferencia de potencial de corrección para otras temperaturas.

La siguiente relación describe la resistencia de un sensor de temperatura con resistencia metálica:

$$R_t = R_0(1 + \alpha t)$$

donde R_t es la resistencia a una temperatura de 1°C, R_0 la resistencia a 0°C, y α el coeficiente de temperatura de la resistencia. Así,

$$\text{cambio en la resistencia} = R_t - R_0 = R_0\alpha t$$

El voltaje de salida del puente, suponiendo que R_1 es el sensor de temperatura de la resistencia, está dado por

$$\delta V_{\text{salida}} \approx V_s \left(\frac{\delta R_1}{R_1 + R_2} \right) = \frac{V_s R_0 \alpha t}{R_0 + R_2}$$

Es muy probable que la fem, e , del termopar varíe con la temperatura t de manera razonablemente lineal en todo el pequeño intervalo de temperatura que se está considerando: desde 0°C hasta la temperatura ambiente. Por lo tanto, $e = kt$, donde k es una constante, es decir, la fem producida por cada grado de cambio en la temperatura. Por consiguiente, para la compensación se debe tener

$$kt = \frac{V_s R_0 \alpha t}{R_0 + R_2}$$

y, por lo tanto,

$$kR_2 = R_0(V_s \alpha - k)$$

Para un termopar de hierro-constantán que produce 51 µV/°C, la compensación se puede obtener mediante un elemento con una resistencia de 10 Ω a 0°C y un coeficiente de temperatura de 0.0067/K para un voltaje de alimentación del puente de 1.0 V y R_2 igual a 1 304 Ω.

3.6

Modulación por pulsos

Un problema frecuente en la transmisión de señales de c.d. de bajo nivel generadas por sensores es que la ganancia de amplificador operacional usado para amplificar estas señales puede experimentar una deriva, al igual que la salida. Este problema se puede corregir si la señal es una secuencia de pulsos en vez de una señal continua en el tiempo.

Una manera de lograr esta conversión es dividiendo la señal de c.d. como se sugiere en la Figura 3.24. La salida del divisor es una cadena de pulsos cuyas

Figura 3.24 Modulación por amplitud de pulso.

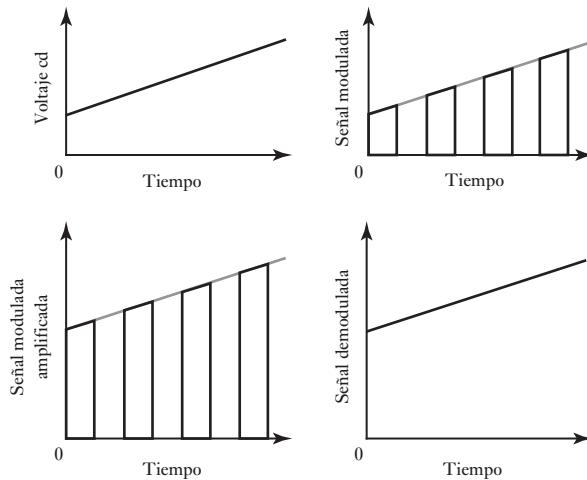
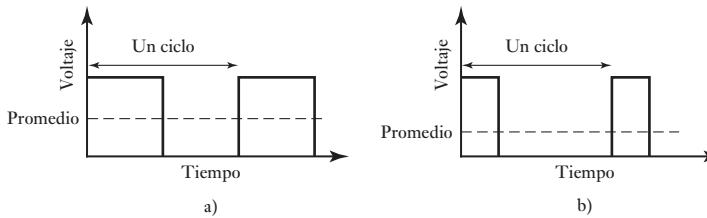


Figura 3.25 PWM para control de voltaje: a) ciclo de trabajo 50%, b) ciclo de trabajo 25%.



alturas se relacionan con el nivel de c.d. de la señal de entrada. Este proceso se llama **modulación por amplitud de pulsos**. Concluida la amplificación y demás acondicionamiento de la señal, la señal modulada se modula para obtener una salida de c.d. En la modulación por amplitud de pulsos, la altura de los pulsos se relaciona con la magnitud del voltaje de c.d.

La **modulación por ancho de pulsos** (PWM) se utiliza mucho en los sistemas de control para controlar el valor promedio de un voltaje de c.d. Entonces, si hay un voltaje analógico constante y se divide en pulsos variando el ancho de los pulsos el valor promedio del voltaje puede modificarse. En la Figura 3.25 se ilustra esto. El término **ciclo de trabajo** se refiere a la fracción de cada ciclo en la cual el voltaje es alto. En el caso de una señal PWM, el valor es alto durante la mitad de cada ciclo y el ciclo de trabajo es $\frac{1}{2}$ o 50%. Si esto sucede sólo durante una cuarta parte de cada ciclo, el ciclo de trabajo es de $\frac{1}{4}$ o 25%.

3.7

Problemas con las señales

Al conectar sensores a equipos y controladores de acondicionamiento de señales se pueden presentar problemas con las señales como resultado de aterrizado e interferencia electromagnética.

3.7.1 Aterrizado

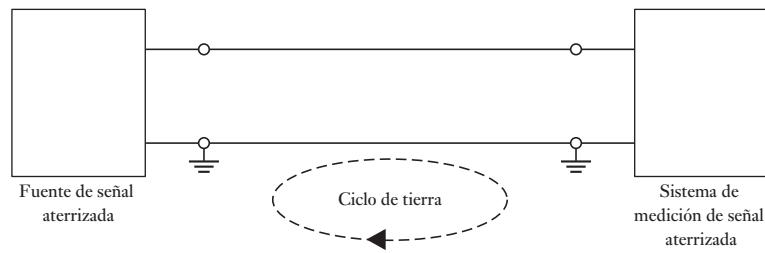
Por lo general, las señales de sensores y equipo de acondicionamiento de señales se transmiten al controlador como voltajes. Tales voltajes son las

diferencias de potencia entre dos puntos. Si uno de los puntos está puesto a tierra se dice que es una **fuente de señal aterrizada**. Si ninguno de los puntos está aterrizado entonces se trata de una **fuente de señal flotante**. Con una fuente aterrizada la salida de voltaje es la diferencia de potencia entre la tierra del sistema y controla la señal positiva de la fuente. Si es una fuente flotante, la fuente de señal no tiene referencia con ningún valor absoluto y cualesquier líneas de voltaje pueden tener una potencia relativa con la tierra.

Los **sistemas diferenciales**, por ejemplo un amplificador diferencial, tienen que ver con la diferencia de potencia entre dos líneas de entrada. Si cada una tiene un voltaje referido a una tierra común, V_A y V_B , entonces el **voltaje de modo común** es el promedio de las dos, es decir $\frac{1}{2}(V_A + V_B)$. Por tanto, si tenemos una línea de entrada en 10 V y la otra a 12 V, la diferencia de potencia será de 2V y el voltaje de modo común de 11 V. El sistema de medición de diferencia se refiere a la diferencia entre los dos puntos ($V_A - V_B$) y no al voltaje de modo común. Por desgracia el voltaje de modo común puede tener un efecto sobre el valor de diferencia de potencia indicado, y la extensión a la cual afecta la diferencia la describe la **razón de rechazo en modo común (CMRR)** (vea la sección 3.2.5). Ésta es la razón de la ganancia diferencial del sistema a ganancia en modo común o, al expresarse en decibeles, $20 \lg (\text{ganancia diferencial}/\text{ganancia en modo común})$. Cuanto mayor sea la CMRR, mayor será la ganancia diferencial si se compara con la ganancia en modo común, y la menor significancia se agrega al voltaje de modo común. Una CMRR de 10 000, u 80 dB, para un amplificador diferencial significaría que si la señal de diferencia deseada fuera del mismo tamaño que el voltaje en modo común, aparecería una salida 10 000 veces mayor en tamaño que el modo común.

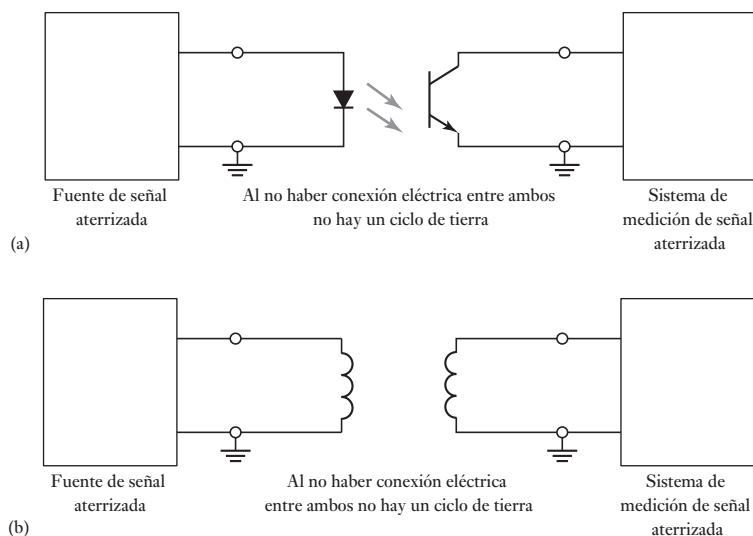
Puede haber problemas con los sistemas cuando un circuito tiene varios puntos de aterrizado. Por ejemplo, puede ser que tanto el sensor como el acondicionador de señal estén aterrizados. En un sistema grande es inevitable la multiplicidad de aterrizado. Desafortunadamente, puede haber una diferencia de potencia entre los dos puntos de aterrizado y por tanto las corrientes importantes pueden fluir entre los puntos aterrizados a través de la baja pero finita resistencia de tierra (Figura 3.26). A dichas corrientes se les denomina **corrientes de ciclo de tierra**. Esta diferencia de potencia entre dos puntos aterrizados no es necesaria justo en c.d., pero también puede ser en c.a., por ejemplo, c.a. significa activar. También está el problema de que tengamos un ciclo en el cual las corrientes se pueden inducir por acoplamiento magnético con otros circuitos cercanos. Por lo que una consecuencia de tener un ciclo de tierra sería dificultar las mediciones remotas.

Figura 3.26 Ciclo de tierra.



La diferencia de potencia entre los dos puntos de tierra hace que la corriente del ciclo de tierra se eleve

Figura 3.27 Modo de aislamiento utilizando a) un optoaislador y b) un transformador



Se pueden minimizar los ciclos de tierra provenientes del aterrizado de múltiples puntos si las múltiples conexiones de tierra se hacen lo bastante próximas y la tierra común tiene una pequeña resistencia que baste para que el voltaje decaiga entre los puntos de aterrizado sin importancia. Se pueden eliminar los ciclos de aterrizado si hay un aislamiento eléctrico del sistema de fuentes de señales desde el sistema de medición. Esto se puede lograr si se utiliza un optoaislador (vea la sección 3.3) o un transformador (Figura 3.27).

3.7.2 Interferencia electromagnética

Un efecto indeseable en circuitos es la **interferencia electromagnética**, la cual resulta de la variante del tiempo y de los campos magnéticos y eléctricos. Las fuentes comunes de tal interferencia son las lámparas fluorescentes, los motores de corriente directa, bobinas de relés, electrodomésticos y la electricidad de los motores de automóvil.

La interferencia electrostática es el resultado de una capacitancia mutua entre controladores próximos entre sí. Un escudo eléctrico puede defender de la interferencia. Se trata de un escudo de material conductor eléctrico, por ejemplo de cobre o de aluminio, que se utiliza para contener un conductor o un circuito. De este modo, se puede utilizar un cable blindado para conectar un sensor con su sistema de medición. Si el sensor se aterriza, entonces la pantalla se debe conectar al mismo punto donde se aterriza el sensor, con lo que se minimiza el ciclo de tierra (Figura 3.28).

Figura 3.28 Uso de un cable blindado para minimizar la interferencia electrostática.

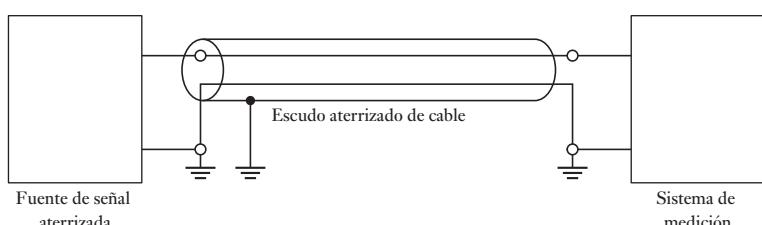
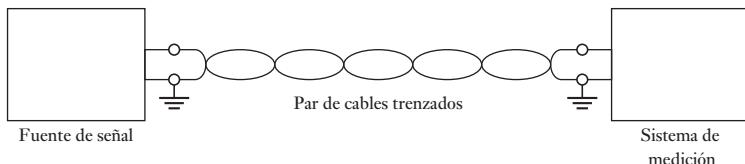


Figura 3.29 Par de cables trenzados para minimizar la interferencia electromagnética.



La interferencia también ocurre cuando hay un campo magnético cambiante, lo cual induce voltajes en el sistema de medición. Una forma de protección es aplicar varios métodos como colocar los componentes lo más lejos posible de las fuentes de interferencia y minimizar el área de cualesquier ciclos en el sistema, así como utilizar pares trenzados de cables para las interconexiones (Figura 3.29). Con los cables trenzados el acoplamiento alterna las fases entre los trenzados adyacentes y así provoca la anulación del efecto.

3.8 Transferencia de potencia

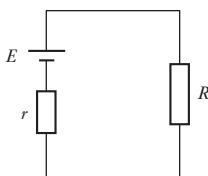


Figura 3.30 Fuente de corriente directa alimentando una carga.

Existen muchas situaciones con respecto a los sistemas de control en que los componentes están interconectados. Por eso en componentes eléctricos debemos tener un sistema de sensores conectado a un amplificador; igualmente, con un sistema mecánico debemos tener un motor que esté rotando una carga. Lo importante es que debe haber la condición para una transferencia de potencia máxima entre los dos elementos.

A manera de introducción, considere una fuente de corriente directa de una fuerza contraelectromotriz E y una resistencia R (Figura 3.30). La corriente aportada a la carga es $I = E/(R + r)$ y por tanto la potencia aportada a la carga es

$$P = I^2 R = \frac{E^2 R}{(R + r)^2}$$

La potencia máxima aportada a la carga será cuando $dP/dt = 0$.

$$\frac{dP}{dt} = \frac{(R + r)^2 E^2 - E^2 R^2 (R + r)}{(R + r)^3}$$

Cuando sea cero, entonces $(R + r) = 2R$ y por tanto la condición para transferencia de potencia máxima es $R = r$, es decir, cuando la fuente y las resistencias de carga concuerdan.

Con una fuente de corriente alterna que tenga una impedancia interna suministrando una impedancia de carga, la condición para transferencia de potencia máxima puede igualmente ser derivada y es cuando concuerdan la fuente y las impedancias de carga. Si, por ejemplo, se debe conectar un sensor de alta impedancia a un sistema electrónico, hay que utilizar un amplificador de empate de impedancia entre la fuente y la carga a fin de alcanzar su transmisión de potencia máxima. Un amplificador de este tipo suele ser un amplificador de alta ganancia con una impedancia de entrada alta y una impedancia de salida baja.

Resumen

El **acondicionamiento de señal** puede incluir protección para prevenir daños al siguiente elemento en un sistema, cuando se obtiene una señal dentro de la forma requerida, se tiene el nivel de una señal adecuada, se reduce el ruido y se manipula una señal para tal vez volverla lineal.

Los elementos de acondicionamiento de señal que más se usan son los **amplificadores operacionales**, que son amplificadores de c.d. de ganancia alta con ganancias del orden de 100 000 o más.

La **protección** contra, quizás, un alto voltaje o corriente puede implicar el uso de resistores y fusibles; los diodos Zener pueden emplearse como protección contra polaridad equivocada y altos voltajes. Los optoaisladores se usan para aislar circuitos por completo, al retirar todas las conexiones eléctricas entre ellos.

Los **filtros** se pueden usar para quitar una banda particular de frecuencias desde la señal y permitir que se transmitan otras señales.

El **ponte de Wheatstone** se puede emplear para convertir un cambio de resistencia eléctrica en un cambio de voltaje.

Cuando se conectan sensores a un equipo de acondicionamiento de señales y controladores, se pueden presentar problemas con las señales cuando un circuito tiene varios puntos de aterrizado y una **interferencia electromagnética** como resultado de variación eléctrica en el tiempo y campos magnéticos.

Para una **transferencia de potencia máxima** entre componentes eléctricos las impedancias deben coincidir.

Problemas

- 3.1 Diseñe un circuito con amplificador operacional que produzca una salida en un intervalo de 0 a -5 V , suponiendo que la entrada varía entre 0 y 100 mV .
- 3.2 La resistencia de entrada de un amplificador inversor es $2\text{ k}\Omega$. Calcule la resistencia de retroalimentación necesaria para obtener una ganancia en voltaje de 100.
- 3.3 Diseñe el circuito de un amplificador sumador que produzca una salida que varía entre -1 y -5 V , suponiendo que la entrada varía entre 0 y 100 mV .
- 3.4 Un amplificador diferencial se utiliza con un sensor de termopar, como se muestra en la Figura 3.8. ¿Qué valores de R_1 y R_2 permiten obtener un circuito cuya salida es 10 mV cuando la diferencia de temperatura entre la uniones del termopar es 100°C . Suponga que el termopar es de cobre-constatán y que su sensibilidad constante tiene un valor de $43\text{ }\mu\text{V}^\circ\text{C}$.
- 3.5 La salida de un sensor de presión diferencial que se usa en una placa de orificio para medir gastos es no lineal; el voltaje de salida es proporcional al cuadrado de gasto. Determine qué características debe tener un elemento de malla de retroalimentación del circuito acondicionador de señal que usa un amplificador operacional para que linealice la salida antes mencionada.
- 3.6 Se desea que un amplificador diferencial tenga una ganancia en voltaje de 100. ¿Cuál será la resistencia de retroalimentación que requiere si las dos resistencias de entrada son de $1\text{ k}\Omega$?
- 3.7 Un amplificador diferencial tiene una ganancia de voltaje diferencial de 2 000 y una ganancia en modo común de 0.2. ¿Cuál es la razón de rechazo en modo común expresada en dB?
- 3.8 Las señales digitales de un sensor están contaminadas con ruido e interferencias y las principales y más comunes son del tipo de 100 V o más. Explique cómo se puede permitir la protección para un microprocesador para el cual estas señales serán ingresadas.

- 3.9 La resistencia de un sensor de temperatura con resistencia de platino es 120Ω a $0^\circ C$ y ocupa un brazo de puente de Wheatstone. A esta temperatura el puente está balanceado y la resistencia de los otros brazos es 120Ω . El coeficiente de temperatura de una resistencia de platino es de $0.0039/K$. ¿Cuál será el voltaje de salida del puente por un cambio en la temperatura de $20^\circ C$? La carga a la salida se puede considerar como un circuito abierto y el voltaje de alimentación del puente se obtiene de una fuente de $6.0 V$ con resistencia interna despreciable.
- 3.10 En un manómetro de diafragma se utilizan cuatro extensómetros que monitorean el desplazamiento del diafragma. Estos estensómetros activos forman los brazos de un puente de Wheatstone, como ve en la Figura 3.23. El factor de calibración de los extensómetros es 2.1 con una resistencia de 120Ω . Al aplicar una presión diferencial al diafragma, dos de los extensómetros de un lado quedan sometidos a una tensión de tracción de 1.0×10^{-5} , los del otro lado se someten a un esfuerzo de compresión de 1.0×10^{-5} . La fuente de voltaje del puente es de $10 V$. ¿Cuál será el voltaje de salida del puente?
- 3.11 Uno de los brazos de un puente de Wheatstone es un extensómetro; los otros brazos son resistencias cuya magnitud es la misma que la del extensómetro que no está sometido a tensión. Muestre que el voltaje de salida del puente es $\frac{1}{4} V_s G \varepsilon$, donde V_s es el voltaje de alimentación del puente, G el factor de calibración del extensómetro y ε la tensión aplicada.



Capítulo cuatro Señales digitales

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Explicar los principios y métodos principales de los convertidores analógicos a digitales y digitales a analógicos.
- Explicar los principios y usos de los multiplexores.
- Explicar los principios del procesamiento de señal digital.

4.1 Señales digitales

La salida de la mayoría de los sensores tiende a tener una forma analógica, el tamaño de la salida se relaciona con el tamaño de la entrada. Donde un microprocesador se usa como parte de la medición o sistema de control, la salida analógica del sensor tiene que convertirse en una forma *digital* antes de que ésta se use como entrada para el microprocesador. Asimismo, la mayoría de los actuadores operan con entradas analógicas y de esta forma la salida digital desde un microprocesador se deberá convertir en una forma analógica antes de que ésta se utilice como una entrada por el actuador.

4.1.1 Números binarios

El **sistema binario** se basa en sólo dos símbolos o estados: 0 y 1, que hacen posible las señales 0 V y 5 V. A estas señales se les conoce como *dígitos binarios* o **bits**. Cuando un número se representa por este sistema, la posición del dígito en el número indica el peso asignado a cada dígito, peso que aumenta por el factor de 2 al avanzar de derecha a izquierda:

...	2^3	2^2	2^1	2^0
	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0

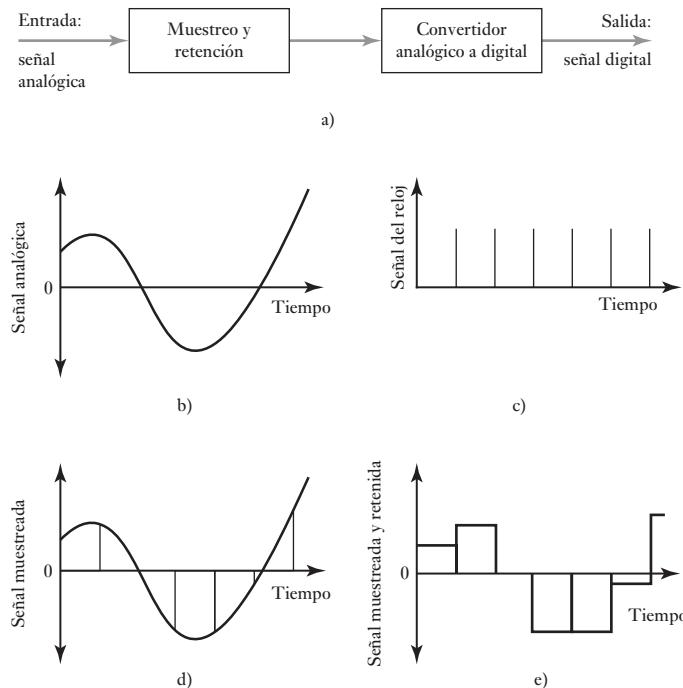
Por ejemplo, el número decimal 15 es $2^0 + 2^1 + 2^2 + 2^3 = 1111$ en el sistema binario. En un número binario el bit 0 se conoce como el **bit de menor significado (LSB)** y el bit más alto el **bit más importante (MSB)**. A la combinación de bits para representar un número se le conoce como una **palabra**. De esta manera, 1111 es una palabra de 4 bits. Dicha palabra se puede emplear para representar el tamaño de una señal. El término **byte** se usa para un grupo de 8 bits. Vea el apéndice B para más detalles de los números binarios.

4.2

Señales analógicas y digitales

La conversión de analógica a digital implica convertir señales analógicas en palabras binarias. En la Figura 4.1a) se muestran los elementos básicos de la conversión analógica a digital.

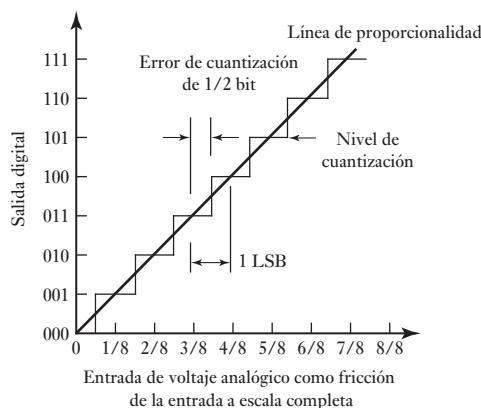
Figura 4.1 a) Conversión analógica a digital, b) señal analógica, c) señal del reloj, d) señal muestreada, e) señal muestreada y retenida.



El procedimiento que se emplea es un reloj que manda pulsos de señales a tiempos regulares a un convertidor analógico a digital (ADC) y cada vez éste recibe un pulso que muestra la señal analógica. La Figura 4.1 ilustra esta conversión analógica a digital al mostrar los tipos de señales involucradas en las diversas etapas. La Figura 4.1b) muestra la señal analógica y la Figura 4.1c) la señal del reloj que da las señales de tiempo en el que ocurre el muestreador. El resultado del muestreador es una serie de pulsos angostos (Figura 4.1d)). Una unidad de **muestreo y retención** se utiliza entonces para mantener cada valor mostrado hasta que el siguiente pulso ocurra, con el resultado mostrado en la Figura 4.1e). Es necesaria la unidad de muestreo y retención ya que el ADC requiere una cantidad finita de tiempo, llamado **tiempo de conversión**, para convertir la señal analógica en una digital.

La relación entre la entrada mostrada y mantenida y la salida para un ADC se ilustra en la gráfica de la Figura 4.2 para salida digital que está restringida a

Figura 4.2 Entrada/salida para un ADC.



3 bits. Con 3 bits hay $2^3 = 8$ posibles niveles de salida. De esta manera, ya que la salida del ADC para representar la entrada analógica puede ser sólo uno de estos ocho niveles posibles, hay un rango de entradas para las cuales la salida no cambia. A los ocho posibles niveles de salidas se les conoce como **niveles de cuantización** y la diferencia en el voltaje analógico entre dos niveles adyacentes es conocida como **intervalo de cuantización**. Así, por el ADC que se da en la Figura 4.2, el intervalo de quantización es 1 V. Debido al paso natural de la relación, la salida digital no siempre es proporcional a la entrada analógica y, por lo tanto, habrá un error referido como **error de cuantización**. Cuando la entrada está centrada en el intervalo, el error de cuantización es cero, y el error máximo es igual a una mitad del intervalo o $\pm \frac{1}{2}$ bit.

La longitud posible de la palabra determina la **resolución** del elemento, por ejemplo, el cambio más pequeño en la entrada que dará como resultado un cambio en la salida digital. El cambio más pequeño en la salida digital es 1 bit en la posición bit menos en la palabra, por ejemplo, el bit derecho más lejano. Así, con la longitud de la palabra de n bits la entrada analógica de escala completa V_{FS} se divide en piezas de 2^n de manera que el cambio mínimo en la entrada detectado, por ejemplo la resolución, es $V_{FS}/2^n$.

Así, si tenemos un ADC con una longitud de palabra de 10 bits y con un rango de entrada de señal analógica de 10 V, entonces, el número de niveles con una palabra de 10 bits es $2^{10} = 1\,024$ y de esta manera la resolución es $10/1\,024 = 9.8$ mV.

Considere el termopar al dar una salida de 0.5 mV/°C. ¿Cuál será la longitud de la palabra requerida cuando su salida pasa a través de un ADC si sus temperaturas de 0 a 200° C se miden con una resolución de 0.5° C? La salida de escala completa del sensor es de $200 \times 0.5 = 100$ mV. Con la longitud de palabra n , este voltaje se dividirá entre $100/2^n$ mV pasos. Para una resolución de 0.5° C se debe ser capaz de detectar una señal desde el sensor de $0.5 \times 0.5 = 0.25$ mV. De esta manera se requiere

$$0.25 = \frac{100}{2^n}$$

Por lo tanto, $n = 8.6$. Es decir se requiere una longitud de palabra de 9 bits.

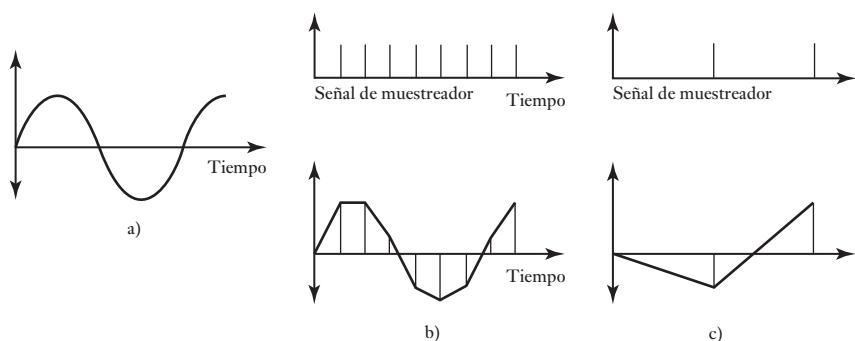
4.2.1 Teorema del muestreo

Los ADC muestran señales analógicas a intervalos regulares y convierten estos valores a palabras binarias. ¿Qué tan seguido puede muestrearse una señal analógica para dar una salida que la represente?

En la Figura 4.3 se ilustra el problema con diferentes velocidades de muestreo que se usan para la misma señal analógica. Cuando se reconstruye la señal de las muestras, es sólo cuando el indicador de muestreo es por lo menos el doble de la frecuencia más alta en la señal analógica que la muestra original de la señal. Este criterio se conoce como **criterio de Nyquist o teorema de muestreo de Shannon**. Cuando la tasa de muestreo es menor que el doble de la frecuencia más alta, la reconstrucción puede representar alguna otra señal analógica y se obtiene una imagen falsa de la señal real. A esto se le llama **falsa duplicación**. En la Figura 4.3c) esto debería ser una señal analógica con una frecuencia mucho menor que la de la señal analógica que se muestreó.

Siempre que se muestra una señal demasiado lento, puede haber una falsa interpretación de componentes de alta frecuencia a medida que surgen de

Figura 4.3 Efecto de la frecuencia de muestreo:
 a) señal analógica,
 b) señal muestreada, c) señal muestreada.



duplicaciones de frecuencia más bajos. El ruido de frecuencia alto puede crear también errores en el proceso de conversión. Para minimizar errores debido a las duplicaciones y ruido de alta frecuencia, se utiliza un filtro de paso bajo para preceder el ADC, el filtro con una banda ancha como la que pasa sólo en las bajas frecuencias por las que el indicador de muestreo no dará errores de duplicación. A dicho filtro se le conoce como un **filtro anti-duplicación**.

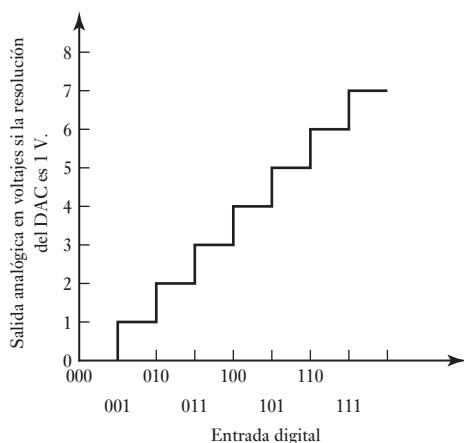
4.2.2 Conversión digital a analógica

La entrada para un convertidor digital a analógico (DAC) es una palabra binaria; la salida es una señal analógica que representa la suma ponderada de los bits no cero representada por la palabra. Por ejemplo, de esta manera, una entrada de 0010 produce una salida analógica que es el doble de lo que se obtiene con una entrada de 0001. En la Figura 4.4 se ilustra esto para una entrada hacia un DAC con una resolución de 1 V para las palabras binarias sin señal. Cada bit adicional aumenta el voltaje de salida en 1 V.

Considere la situación donde un microprocesador da una salida de una palabra de 8 bits. Éste es alimentado a través de un convertidor de 8 bits digital a analógico a una válvula de control. La válvula de control requiere 6.0 V para abrirse por completo. Si el estado abierto por completo está indicado por 11111111, ¿cuál sería la salida para la válvula para un cambio de 1 bit?

El voltaje de salida de escala completa de 6.0 V se dividirá en intervalos de 2^8 . De esta manera, el cambio de 1 bit es un cambio en el voltaje de salida de $6.0/2^8 = 0.023$ V.

Figura 4.4 Entrada/salida para un DAC.



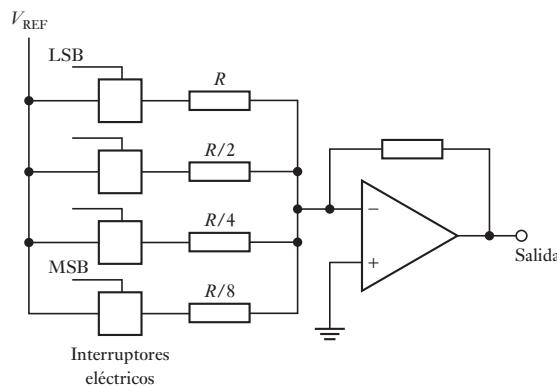
4.3
**Convertidores
de señales
digital
a analógica
y de analógica
a digital**

Las siguientes son formas encontradas comúnmente de los DAC y ADC.

4.3.1 DAC

En una versión sencilla de convertidor digital a analógico se utiliza un amplificador sumador (sección 3.2.3) para formar una suma ponderada de todos los bits que no son ceros en la palabra de entrada (Figura 4.5). El voltaje de referencia se conecta a los resistores por medio de interruptores electrónicos que responden a 1 binario. Los valores de las resistencias de entrada dependerán de qué bit de la palabra responde un interruptor; el valor de la resistencia para los bits sucesivos del LSB se reduce a la mitad. Por lo tanto, la suma de los voltajes es una suma ponderada de los dígitos de la palabra. Un sistema como el anterior se conoce como **circuito de resistores ponderados**. La función de los circuitos op-amp es actuar como un búfer para asegurar que la corriente fuera del circuito del resistor no se ve afectada por la carga de salida y también para que la ganancia se pueda ajustar para dar un rango de salida de voltajes apropiados a una aplicación en particular.

Figura 4.5 DAC con resistores ponderados.



Un problema de este circuito es que requiere usar resistencias exactas para cada resistor, lo cual es difícil para el amplio intervalo que se necesita. Por ello, esta modalidad del DAC tiende a estar limitada a conversiones de 4 bits.

Otra versión más común, usa el **circuito en escalera R-2R** (Figura 4.6). Esto resuelve el problema de obtener resistencias exactas en un intervalo de valores amplio, ya que sólo se necesitan dos valores. El voltaje de salida se genera comutando las secciones de la escalera con el voltaje de referencia o a 0 V, dependiendo de si hay un 1 o un 0 en la entrada digital.

Figura 4.6 DAC con escalera R-2R.

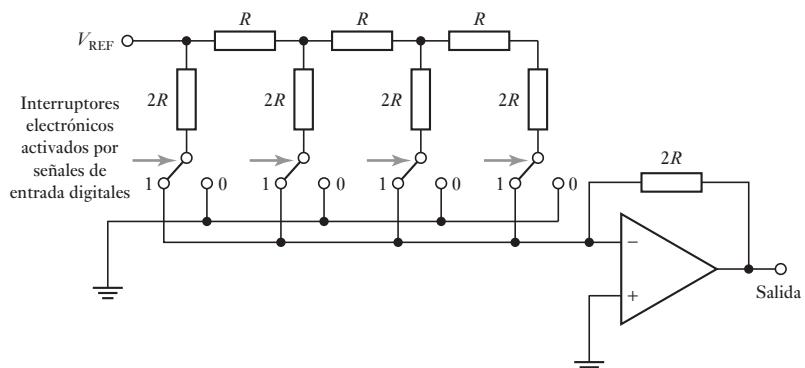
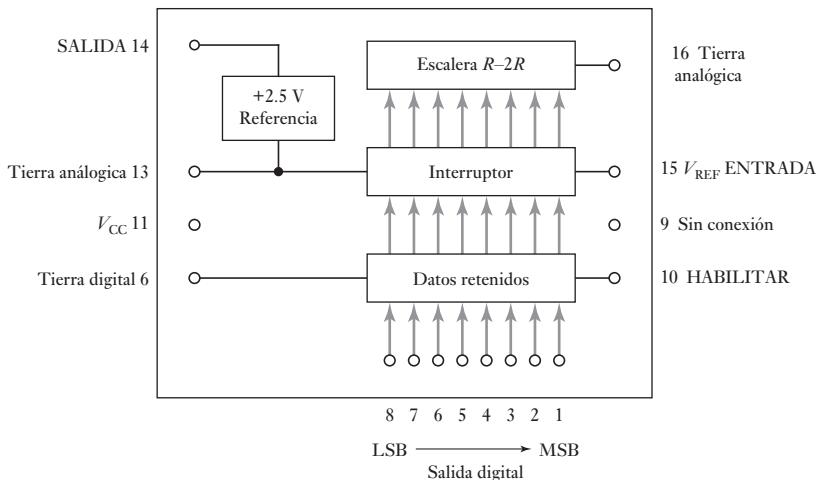
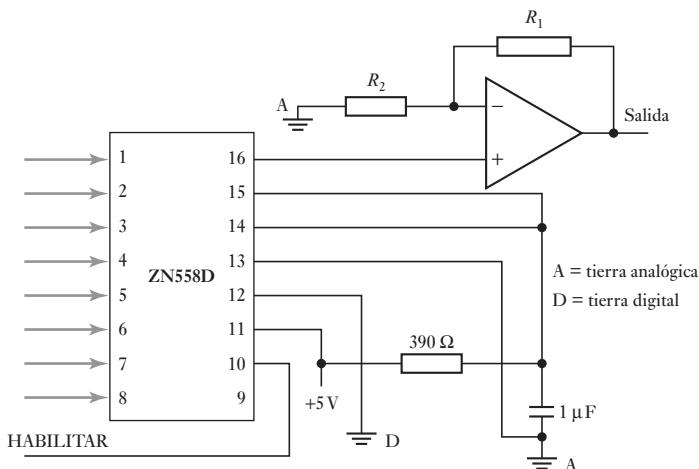


Figura 4.7 DAC ZN558D.

La Figura 4.7 muestra los detalles del convertidor digital a analógico con entrada retenida de 8 bits GEC Plessey ZN558D con un circuito en escalera $R-2R$. Una vez concluida la conversión, el resultado de 8 bits se pone en una retención interna hasta que concluye la siguiente conversión. Los datos se guardan en la retención cuando HABILITAR es alta; se dice que la retención es transparente cuando HABILITAR es baja. Una **retención** es un dispositivo que retiene la salida hasta que una nueva la reemplaza. Cuando un DAC tiene una retención se puede conectar en forma directa con el bus de datos de un microprocesador que lo considerará como una dirección más para el envío de datos. Un DAC sin retención se puede conectar a través de un adaptador de interfase periférica (PIA), para proporcionar la retención (vea la sección 20.4). En la Figura 4.8 se muestra cómo utilizar el ZN558D con un microprocesador cuando es necesario que la salida sea un voltaje que varíe entre cero y el voltaje de referencia, lo cual se denomina **operación unipolar**. Si $V_{ref\ entrada} = 2.5\text{ V}$, el intervalo de salida es de $+5\text{ V}$ cuando $R_1 = 8\text{ k}\Omega$ y $R_2 = 8\text{ k}\Omega$ y el intervalo es de $+10\text{ V}$ cuando $R_1 = 16\text{ k}\Omega$ y $R_2 = 5.33\text{ k}\Omega$.

Las especificaciones de los DAC incluyen términos como los siguientes:

- 1 *Salida a escala total*, es decir, la salida cuando la palabra de entrada está formada sólo por números uno. En el ZN558D un valor típico es 2.550 V.

Figura 4.8 Operación unipolar.

- 2 La *resolución*, los DAC de 8 bits en general son adecuados para la mayoría de los sistemas de control por microprocesador. El ZN558D es de 8 bits.
- 3 El *tiempo de asentamiento* es el tiempo que tarda el DAC para alcanzar un valor dentro de $\frac{1}{2}$ de LSB de su nuevo voltaje, después de un cambio binario. En el ZN558D es de 800 ns.
- 4 La *linealidad* es la desviación máxima respecto a la línea recta que pasa por cero y el intervalo total de salida. En el ZN558D es un máximo de ± 0.5 LSB.

4.3.2 ADC

La entrada de un convertidor analógico a digital es una señal analógica y la salida es una palabra binaria que representa el nivel de la señal de entrada. Existen diversos tipos de convertidores analógico-digitales, los más comunes son los de aproximaciones sucesivas, rampa, doble rampa y el instantáneo o flash.

El de **aproximaciones sucesivas** es quizás el método que más se usa. La Figura 4.9 ilustra los subsistemas involucrados. El voltaje se genera mediante un temporizador que emite una secuencia regular de impulsos que se cuentan en forma binaria y la palabra binaria resultante se convierte a un voltaje analógico utilizando un convertidor digital a analógico. Este voltaje aumenta en escalones y se compara con el voltaje de entrada analógico del sensor. Cuando el voltaje generado por el temporizador sobrepasa el voltaje analógico de la entrada, los impulsos del temporizador se detienen mediante el cierre de una compuerta. La salida que en ese momento produce el contador es una representación analógica del voltaje analógico. Si la comparación se puede realizar iniciando el conteo en 1, el bit menos significativo, y luego continuar bit tras bit en forma ascendente, el método más rápido es el de las aproximaciones sucesivas. Se elige el bit más significativo que sea menor que el valor analógico y después se agregan bits sucesivos menores para los cuales el total no excede el valor analógico. Por ejemplo, se inicia una comparación con 1000. Si este número es demasiado grande se prueba con 0100. Si es demasiado pequeño, se intenta 0110. Si es demasiado grande se prueba con 0101. Como cada uno de los bits de la palabra se prueba en secuencia, en una palabra de n -bit sólo se requieren n pasos para hacer la comparación. Por lo tanto, si la frecuencia del reloj es f , el tiempo entre impulsos es $1/f$. De esta manera, el tiempo necesario para generar la palabra, es decir, el tiempo de conversión, es n/f .

La Figura 4.10 muestra la configuración típica de un convertidor analógico a digital de 8 bits (ZN439 Plessey GEC) diseñado para usarlo con microprocesadores aplicando el método de aproximaciones sucesivas. En

Figura 4.9 ADC de aproximaciones sucesivas.

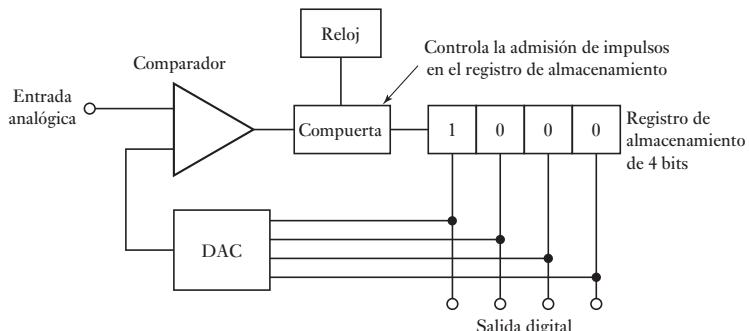


Figura 4.10
ADC ZN439.

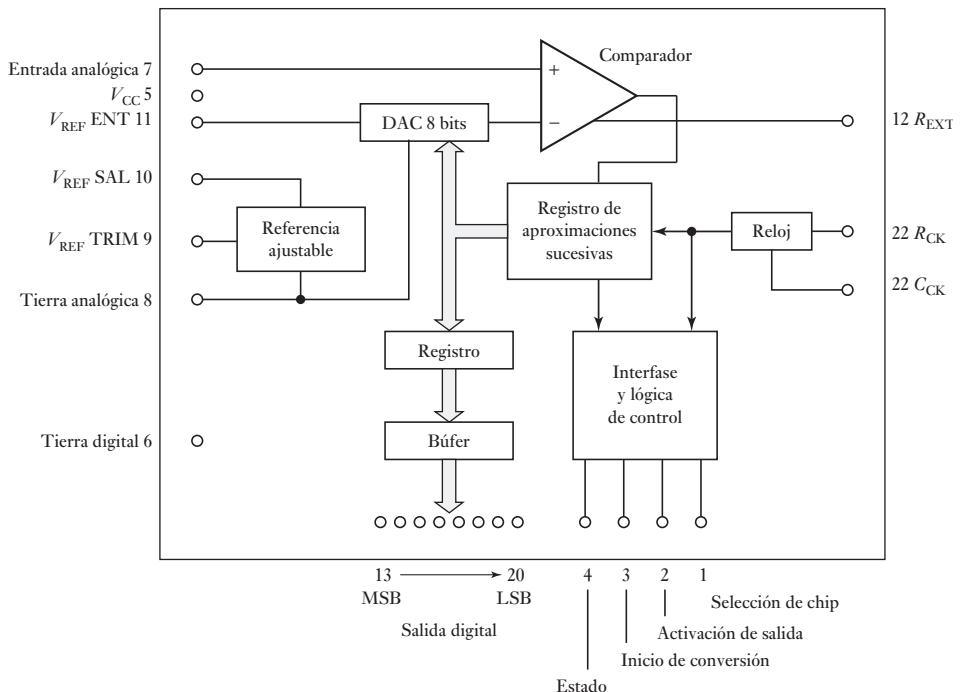
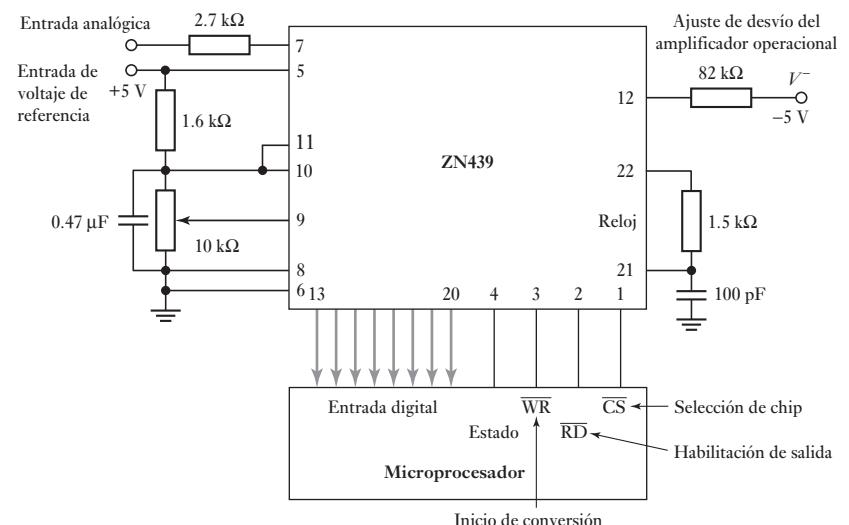
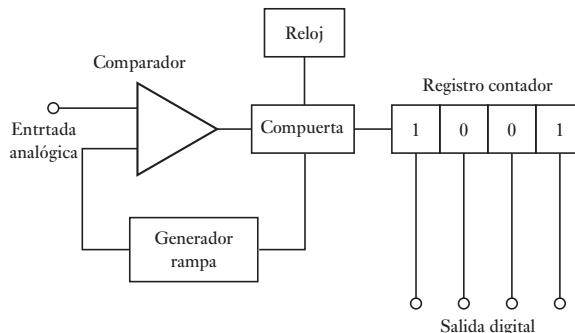


Figura 4.11 ZN439 conectado a un microprocesador.



la Figura 4.11 se muestra cómo conectar este convertidor de manera que lo controle un microprocesador, y envíe su salida digital al microprocesador. Todos los circuitos activos, incluido el reloj, están en un solo circuito integrado. Lo primero que se debe seguir es el ADC y para ello la terminal de selección del chip se pone en posición inferior. Cuando la terminal de inicio de conversión recibe un impulso de tendencia negativa se inicia la conversión. Al término de la conversión, la terminal de estado queda en posición baja. La salida digital se envía a un búfer interno donde se retiene hasta que se lee debido a que la terminal de activación quedó en posición baja.

Figura 4.12 ADC rampa.

En la modalidad **rampa** del convertidor analógico a digital se utiliza un voltaje analógico que se aumenta a una tasa constante, lo que se conoce como voltaje de rampa, y se aplica a un comparador donde se compara con el voltaje analógico del sensor. El tiempo que el voltaje rampa tarda en tener el valor del voltaje del sensor dependerá de la magnitud del voltaje analógico muestreado. Cuando inicia el voltaje de rampa, se abre una compuerta para arrancar un contador binario que cuenta los impulsos regulares del temporizador. Cuando ambos voltajes son iguales, la compuerta se cierra y la palabra que indica el contador es la representación digital del voltaje analógico muestreado. La Figura 4.12 muestra el subsistema de la modalidad rampa del convertidor analógico a digital.

El **convertidor de rampa doble** es más común que el de una sola rampa; la Figura 4.13 muestra el circuito básico. El voltaje analógico se aplica al integrador que maneja el comparador. La salida del integrador aumenta en cuanto la salida del integrador es mayor que unos cuantos milivoltios. Cuando la salida del comparador es alta, una compuerta AND pasa impulsos a un contador binario. Éste cuenta los impulsos hasta que se produce un desbordamiento. El contador vuelve al valor cero y envía una señal a un interruptor que desconecta el voltaje desconocido, conecta el voltaje de referencia e inicia de nuevo el conteo. La polaridad del voltaje de referencia es opuesta a la del voltaje de entrada. El voltaje del integrador entonces disminuye a una tasa proporcional del voltaje de referencia. Cuando la salida del integrador es cero, el comparador produce un valor bajo, con lo cual la compuerta AND también tiene un valor bajo y el temporizador se apaga. Entonces el conteo es una medida del voltaje de entrada analógico. Los convertidores analógicos a digital de rampa doble tienen un excelente rechazo al ruido debido a que la acción

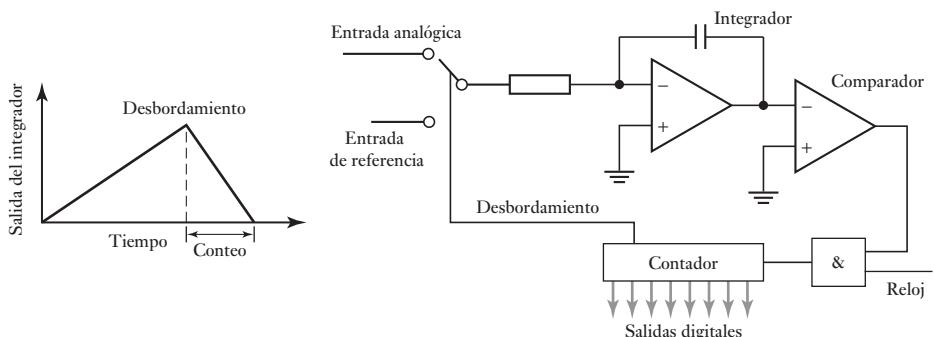
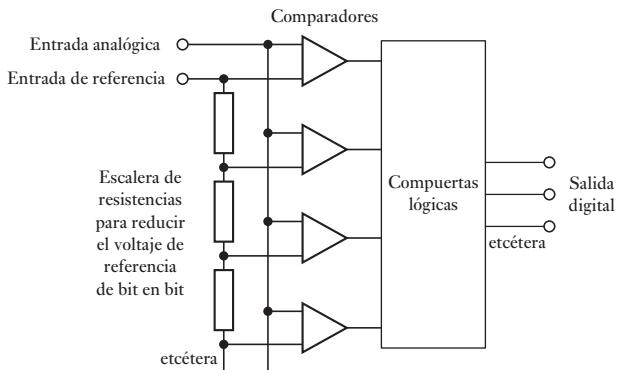
**Figura 4.13** ADC de rampa doble.

Figura 4.14 ADC instantáneo.

integral promedia las contribuciones aleatorias negativas y positivas a lo largo del periodo de muestreo. Sin embargo, estos convertidores son muy lentos.

El convertidor analógico a digital instantáneo o flash es muy rápido. En un convertidor de n bits se utilizan en paralelo $2^n - 1$ comparadores de voltaje, y en cada uno de ellos el voltaje de entrada analógico es una entrada (Figura 4.14). Un voltaje de referencia se aplica a una escalera de resistores de manera que el voltaje aplicado como entrada en cada comparador tenga una magnitud un bit mayor que el voltaje aplicado al comparador anterior de la escalera. Por lo tanto, cuando al ADC se aplica el voltaje analógico, todos los comparadores con voltaje analógico mayor que el voltaje de referencia de un comparador producirán una salida alta y en los que el voltaje es menor darán una salida baja. Las salidas obtenidas se alimentan en paralelo a un sistema de compuertas lógicas que las traduce en una palabra digital.

Al considerar las especificaciones de los ADC se encontrarán los siguientes términos:

- 1 *Tiempo de conversión* es el tiempo necesario para completar la conversión de la señal de entrada. Define la frecuencia superior de la señal para realizar el muestreo sin producir una falsa duplicación; la frecuencia máxima es $1/(2 \times \text{tiempo de conversión})$.
- 2 *Resolución* es la señal a escala total dividida entre 2^n , donde n es la cantidad de bits. Con frecuencia se especifica sólo indicando el número de bits.
- 3 *Error de linealidad* es la desviación respecto a una línea recta que pasa por cero y a escala total. Su valor máximo es $\pm \frac{1}{2}$ de LSB.

La Tabla 4.1 muestra detalles de las especificaciones de los convertidores analógico a digital más utilizados.

Tabla 4.1 ADC.

ADC	Tipo	Resolución (bits)	Tiempo de conversión (ns)	Error de linealidad (LSB)
ZN439	SA	8	5 000	$\pm 1/2$
ZN448E	SA	8	9 000	$\pm 1/2$
ADS7806	SA	12	20 000	$\pm 1/2$
ADS7078C	SA	16	20 000	$\pm 1/2$
ADC302	F	8	20	$\pm 1/2$

SA = aproximaciones sucesivas, F = Flash.

4.3.3 Amplificadores de muestreo y retención

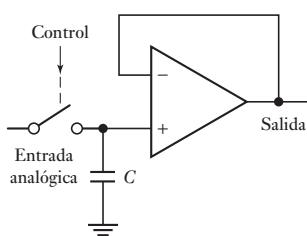


Figura 4.15 Muestreador y retén.

Se requiere un tiempo finito para que un ADC convierta una señal analógica a digital y pueden surgir problemas si la señal analógica cambia durante el tiempo de conversión. Para resolver esto, se usa un sistema de muestreo y retención que muestra la señal analógica y la retiene mientras se realiza la conversión.

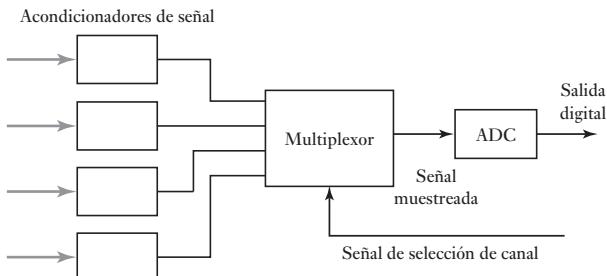
El circuito básico (Figura 4.15) consiste en un interruptor electrónico para tomar la muestra, un capacitor para la retención y un seguidor de voltaje en un amplificador operacional. El interruptor electrónico se controla de manera que la muestra se tome en el momento que lo dicta la entrada de control. Una vez que el interruptor se cierre, el voltaje de entrada se aplica en el capacitor y el voltaje de salida se vuelve igual al voltaje de entrada. Si el voltaje de entrada cambia mientras el interruptor está cerrado, el voltaje en el capacitor y el voltaje de salida reflejarán el cambio. Cuando el interruptor se abre, el capacitor retiene su carga y el voltaje de salida sigue siendo igual al voltaje de entrada en el momento que se abrió el interruptor. El voltaje queda retenido hasta que el interruptor se vuelve a cerrar. El tiempo necesario para que el capacitor se cargue hasta el valor de voltaje analógico de entrada de una nueva muestra se llama **tiempo de adquisición** y depende del valor de la capacitancia y de la resistencia del circuito cuando el interruptor está conectado. Sus valores típicos son del orden de $4\ \mu s$.

4.4 Multiplexores

Multiplexores

Un **multiplexor** es un circuito que puede recibir datos de diversas fuentes y después seleccionar un canal de entrada para producir una salida correspondiente a sólo uno de ellos. En las aplicaciones que se necesita hacer mediciones en varias ubicaciones, en vez de utilizar un ADC y un microprocesador para cada medición, se usa un multiplexor para seleccionar cada entrada en turno y commutarlas a través de un solo ADC y un microprocesador (Figura 4.16). El multiplexor es, en esencia, un dispositivo de conmutación electrónica con el que las entradas se muestrean por turno.

Figura 4.16 Multiplexor.

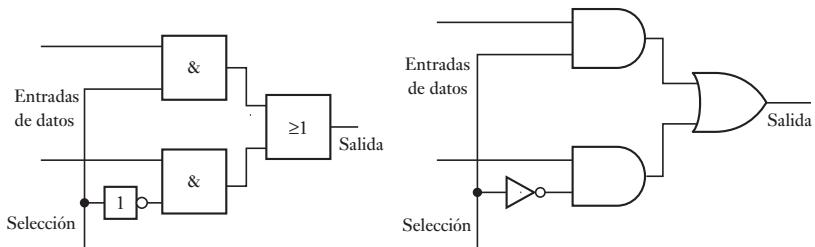


Un ejemplo de los tipos de multiplexores analógicos es el DG508ACJ, el cual tiene ocho canales de entrada, cada uno con una dirección binaria de 3 bits, que se utiliza en la selección. El tiempo de transición entre cada toma de muestras es $0.6\ \mu s$.

4.4.1 Multiplexor digital

La Figura 4.17 ilustra el principio básico de un multiplexor que se usa para seleccionar entradas de datos digitales; para simplificar se muestra un sistema con sólo dos canales de entrada. El nivel lógico aplicado a la entrada de selección

Figura 4.17 Multiplexor de dos canales.

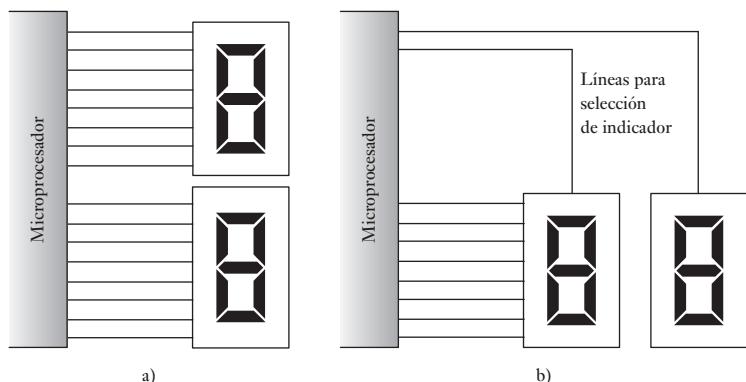


determina qué compuerta AND se activa para que la entrada de datos pase por la compuerta OR y salga (vea el siguiente capítulo para una semblanza de dichas compuertas). Existen paquetes integrados en los que se pueden obtener varios tipos de multiplexores. El tipo 151 permite seleccionar una línea entre ocho; el tipo 153, una línea de entre cuatro entradas, las cuales llegan como datos en dos líneas cada una; el tipo 157 sirve para elegir una línea entre dos entradas que llegan como datos a través cuatro líneas.

4.4.2 Multiplexación por división de tiempo

Con frecuencia se necesita que diversos periféricos comparten las mismas líneas de entrada/salida de un microprocesador. Por lo tanto, a cada dispositivo se le proporcionan los datos característicos necesarios para asignar a cada uno una ranura de tiempo particular durante la que se transmiten datos. Esto se llama **multiplexación por división de tiempo**. La Figura 4.18 ilustra cómo se utiliza para controlar dos dispositivos de indicación. En la Figura 4.18a) el sistema no está multiplexado en tiempo, pero en la b), sí.

Figura 4.18 Multiplexación por división de tiempo.



4.5

Adquisición de datos

El término **adquisición de datos**, o DAQ, describe el proceso que consiste en tomar datos de los sensores e introducirlos en una computadora para procesarlos. Los sensores están conectados, por lo general después de algún acondicionamiento de señal, a una tarjeta de adquisición de datos conectada en la parte posterior de una computadora (Figura 4.19a)). La DAQ es una tarjeta de circuito impreso para entradas analógicas, que cuenta con circuitos para realizar funciones de multiplexión, amplificación, conversión analógica a digital, registro y control, a fin de alimentar las señales digitales muestradas al sistema de computación. En la Figura 4.19b) se presentan los elementos básicos de estas tablillas.

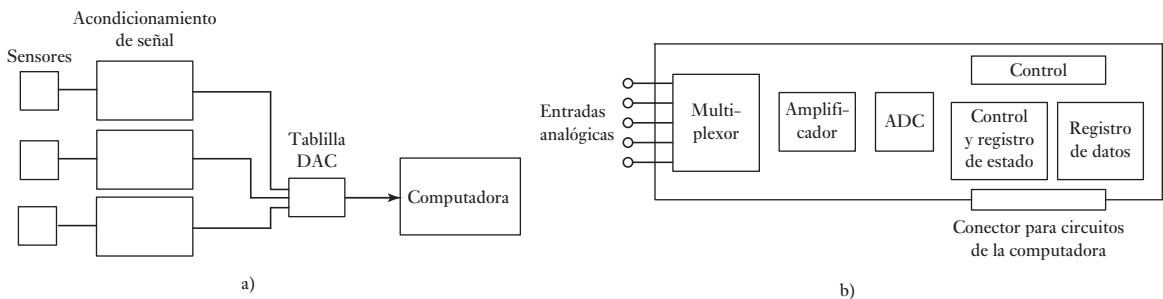


Figura 4.19 Sistema DAQ.

El software de la computadora controla la adquisición de datos a través de la tarjeta DAQ. Cuando el programa requiere la entrada de un sensor en particular, activa la tabilla enviando una palabra de control al registro de control y estado. En esta palabra se especifica el tipo de operación que debe realizar la tarjeta. Esta conmuta al multiplexor con el canal de entrada respectivo. La entrada del sensor conectada al canal de entrada en cuestión pasa por un amplificador y llega al convertidor analógico a digital. Después de la conversión, la señal digital obtenida pasa al registro de datos y la palabra que se encuentra en el registro de control y estado se modifica para indicar la llegada de la señal. A continuación la computadora envía una señal para que se lean los datos y se introduzcan en la computadora para su procesamiento. Esta señal es necesaria para asegurar que la computadora no estará en espera sin hacer nada mientras la tarjeta realiza su adquisición de datos, sino que la use para indicar a la computadora en qué momento concluye una adquisición; la computadora puede interrumpir los programas que esté implantado, leer los datos del DAQ y continuar con sus programas. En sistemas más rápidos la computadora no se utiliza en la transferencia de los datos a la memoria, sino que pasan directamente de la tarjeta a la memoria sin la intervención de la computadora. Esto se conoce como **direcciónamiento directo de memoria (DMA)**.

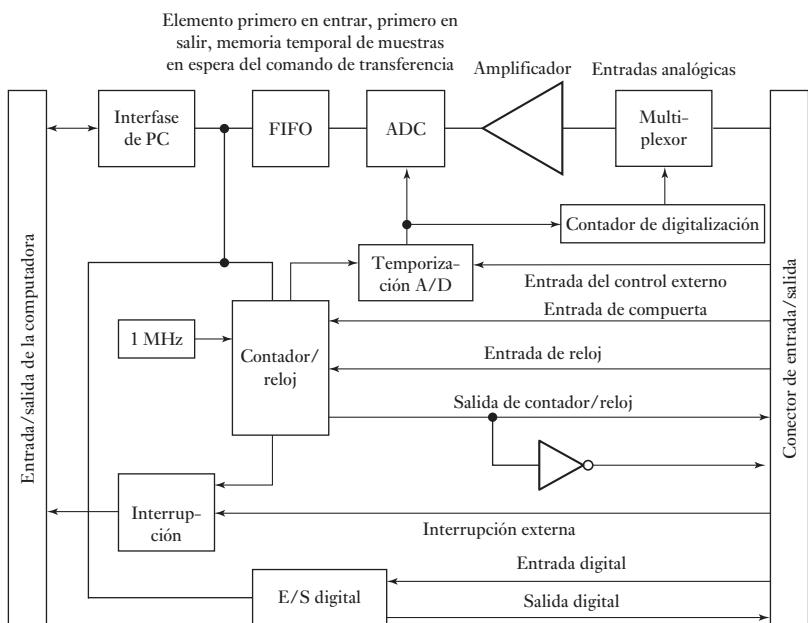
Las especificaciones de una tablilla de DAQ incluyen la tasa de muestreo de las entradas analógicas, que puede ser 100 kS/s (100 000 muestras por segundo). El criterio Nyquist para muestreo indica que la frecuencia máxima de una señal analógica que se puede muestrear con este tipo de tarjeta es 50 kHz; la tasa de muestreo debe ser el doble de la frecuencia máxima. Además de esas funciones básicas de la tarjeta de DAQ, también pueden proporcionar salidas analógicas, temporizadores y contadores que se utilizan como disparadores del sistema sensor.

Como ejemplo de una tarjeta de bajo costo con varias funciones que se puede utilizar con una computadora, la Figura 4.20 presenta la estructura básica de la DAQ PC-LPM-16 de National Instruments. Esta tarjeta tiene 16 canales para entradas analógicas, una tasa de muestreo de 50 kS/s, una entrada digital de 8 bits y una salida digital de 8 bits, así como un contador/temporizador que también puede entregar salidas. Los canales se pueden explorar en secuencia, haciendo una lectura por cada canal en turno, o explotando en forma continua un solo canal.

4.5.1 Precisión de datos

Una ventaja del procesamiento de señal digital es que dos rangos de voltaje se usan en lugar de los dos niveles de voltaje exactos para distinguir entre los dos estados binarios para cada bit. De esta forma, la precisión de datos es menos afectada

Figura 4.20 Tarjeta de adquisición de datos PC-LPM-16.



por el ruido, deriva, tolerancias de componentes y otros factores que provocan las fluctuaciones en voltajes que podrían ser críticos para la transmisión como voltajes analógicos. Por ejemplo, en un sistema 5 V, la diferencia entre los dos estados binarios es por lo general un mínimo de 3 V. De manera que dos señales podrían ser 0 y 5 V o 1 V y 4 V y aun ser distinguidas como 0 y 1.

4.5.2 Método de paridad para la detección de error

El movimiento de datos digitales desde una locación a otra puede dar como resultado errores de transmisión, el receptor no recibe la misma señal tal y como fue transmitida por el transmisor como resultado del ruido electrónico en el proceso de transmisión. Algunas veces un pulso de ruido puede ser lo suficientemente grande en algún punto para alterar el nivel lógico de la señal. Por ejemplo, la secuencia 1001 puede ser transmitida y recibida como 1101. Para detectar dichos errores a menudo se utiliza un **bit de paridad**. Un bit de paridad es un 0 extra o 1 bit añadido a un grupo de código en la transmisión. En la **paridad par** el valor del bit se elige de manera que el número total de los del grupo del código, incluyendo el bit de paridad, sea un número par. Por ejemplo, en la transmisión 1001 el bit de paridad utilizado sería 0 para dar 01001 y así hasta un número par de unos. Al transmitir 1101 el bit de paridad usado sería 1 para dar 11101 y así hasta un número par de unos. Con el **bit de paridad impar** el bit de paridad se elige de manera que el número de unos, incluido el bit de paridad, sea impar. De esta forma, si el receptor del número de unos en un grupo de código no da la paridad requerida, el receptor detectará que existe un error y puede requerir que el grupo del código sea retransmitido.

Una extensión de la comprobación de paridad es la **suma de verificación** en donde los bloques de código pueden comprobarse mediante el envío de una serie de bits que representan su suma binaria. La paridad y las sumas de verificación sólo pueden detectar errores simples en bloques de código; los errores dobles quedan sin detectarse. Asimismo, el error no está localizado de manera que el receptor puede realizar dicha corrección. Se han ideado varias técnicas de detección y métodos para señalar los errores.

4.6**Procesamiento
de señales
digitales**

El término **procesamiento de señales digitales** o **procesamiento de señales en tiempo discreto** se refiere al procesamiento que realiza el microprocesador a una señal. Las señales digitales son señales de tiempo discreto, es decir, no son funciones continuas del tiempo, sino que existen sólo en momentos discretos. En el acondicionamiento de señales analógicas se necesitan componentes como amplificadores y circuitos de filtrado, en cambio, el acondicionamiento de una señal digital se puede llevar a cabo mediante un programa en un microprocesador, es decir, procesando la señal. Para modificar las características de un filtro usado para señales analógicas es necesario cambiar los componentes del hardware; mientras que, para modificar las características de un filtro digital todo lo que se necesita es cambiar el software, es decir, el programa de instrucciones dado al microprocesador.

En la entrada de un sistema de procesamiento de señales digitales se recibe una palabra que representa la magnitud de un pulso y se produce la salida de otra palabra. El pulso de salida en un instante determinado se calcula en el sistema como el resultado de procesar la entrada actual del pulso presente, junto con el producto de las entradas de pulsos anteriores y, quizás, de salidas anteriores del sistema.

Por ejemplo, el programa que usa el microprocesador puede leer el valor de la entrada actual y agregarle el valor de la entrada actual y a la salida anterior, con lo cual se obtiene una nueva salida. Suponiendo que la entrada actual es el k -ésimo pulso de la secuencia de pulsos de entrada, la representación de este pulso es $x[k]$. La k -ésima salida de una secuencia de pulsos se representa como $y[k]$. La salida anterior, es decir, el pulso $(k - 1)$ se representa como $y[k - 1]$. Por lo tanto, el programa que produce una salida que resulta de sumar el valor de la entrada actual al valor de la salida anterior, se representaría como:

$$y[k] = x[k] + y[k - 1]$$

Esta ecuación se conoce como **ecuación en diferencias**. Representa la relación entre la salida y la entrada de un sistema de tiempo discreto y es comparable con una ecuación diferencial que se usa para describir la relación entre la salida y la entrada de un sistema cuyas entradas y salidas varían de manera continua en el tiempo.

En una ecuación en diferencias, suponer que la entrada es una señal senoidal muestreada que da la siguiente secuencia de pulsos:

$$0.5, 1.0, 0.5, -0.5, -1.0, -0.5, 0.5, 1.0, \dots$$

La magnitud del pulso de entrada en $k = 1$ es 0.5. Suponiendo que la salida anterior fue cero, entonces $y[k - 1] = 0$ por lo que $y[1] = 0.5 + 0 = 0.5$. La magnitud del pulso de entrada en $k = 2$ es 1.0 por lo que $y[2] = x[2] + y[1] = 1.0 + 0.5 = 1.5$. La magnitud del pulso de entrada en $k = 3$ es 0.5 por lo que $y[3] = x[3] + y[2] = 0.5 + 1.5 = 2.0$. La magnitud del pulso de entrada en $k = 4$ es -0.5, por lo que $y[4] = x[4] + y[3] = -0.5 + 2.0 = 1.5$. La magnitud del pulso de entrada en $k = 5$ es -1.0, por lo que $y[5] = x[5] + y[4] = -1.0 + 1.5 = 0.5$. La salida está formada, entonces, por los pulsos:

$$0.5, 1.5, 2.0, 1.5, 0.5, \dots$$

Se podría continuar de esta manera hasta obtener la salida para todos los pulsos.

Otro ejemplo de ecuación en diferencias sería:

$$y[k] = x[k] + ay[k - 1] - by[k - 2]$$

La salida es el valor de la entrada actual más a veces la salida anterior, menos b veces la última salida excepto una. Si $a = 1$ y $b = 0.5$, y se supone que la entrada es la señal senoidal muestreada antes, la salida ahora es:

$$0.5, 1.5, 1.75, 0.5, -1.37, \dots$$

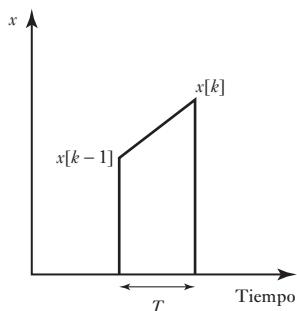


Figura 4.21 Integración.

También existe una ecuación en diferencias que produce una salida similar a la que se habría obtenido mediante la integración de una señal continua en el tiempo. La integración de esta señal entre dos instantes se puede considerar como el área bajo la curva de la función continua en el tiempo entre esos dos instantes. Así se consideran dos señales en tiempo discreto, $x[k]$ y $x[k-1]$ que ocurren con un intervalo, T , entre ellas (Figura 4.21), el cambio en el área es $\frac{1}{2} T(x[k] + x[k-1])$. Entonces, si la salida es la suma del área anterior y el cambio en esta área, la ecuación en diferencias es:

$$y[k] = y[k-1] + \frac{1}{2} T(x[k] + x[k-1])$$

Esto se conoce como *aproximación de Tustin* para la integración.

La diferenciación se puede aproximar determinando la tasa de cambio de una entrada. Si la entrada cambia de $x[k-1]$ a $x[k]$ en un tiempo T , la salida es:

$$y[k] = (x[k] - x[k-1])/T$$

Resumen

La conversión analógica a digital incluye la conversión de señales analógicas en palabras binarias. Un reloj ofrece una señal de tiempo regular al convertidor analógico a digital (ADC) y muestrea la señal analógica en cada pulso del reloj. Entonces, una unidad muestreada y de retención conserva cada valor muestreado hasta que ocurre el siguiente pulso. Las formas de ADC son las aproximaciones sucesivas, la rampa, la doble rampa y el instantáneo o flash.

Una conversión digital a analógica implica la conversión de una palabra binaria dentro de una señal analógica. Algunas formas de convertidores digitales a analógicos (DAC) son los de resistores ponderados y la escalera $R-2R$.

Un multiplexor es un circuito que es capaz de tener entradas de datos desde varias fuentes y luego, mediante la selección de un canal de entrada, ofrece una salida para uno solo de ellos.

El término adquisición de datos, o DAQ, se emplea para el proceso de datos tomados desde sensores y el ingreso de datos dentro de una computadora para procesamiento.

El término procesamiento de señales digitales o procesamiento de señales en tiempo discreto de señales se emplea para el procesamiento aplicado a una señal mediante un microprocesador.

Problemas

- 4.1 ¿Cuál es la resolución de un ADC con una longitud de palabra de 12 bits y un rango de entrada de señal analógica de 100 V?
- 4.2 Un sensor ofrece una salida analógica de máximo 5 V. ¿Qué longitud de palabra se requiere para un ADC si debe haber una resolución de 10 mV?

- 4.3 Una escalera $R-2R$ DAC de resistores tiene su alimentador de salida de circuito a través de un amplificador operacional invertido con una retroalimentación de resistencia de $2R$. Si el voltaje de referencia es de 5 V, determina la resolución del convertidor.
- 4.4 Para un resistor ponderado DAC binario, ¿cómo deben ponderarse los valores de las resistencias de la entrada para un DAC de 4 bits?
- 4.5 ¿Cuál es la conversión de tiempo para un ADC de 12 bits con una frecuencia de reloj de 1 MHz?
- 4.6 En el monitoreo de las entradas desde un número de termopares se utiliza la siguiente secuencia de módulos para cada termopar en su interfase con un microprocesador.
Protección, compensación unión fría, amplificación, linealización, muestreo y retención, convertidor analógico a digital, buffer, multiplexor.
Explique la función de cada uno de los módulos.
- 4.7 Sugiera los módulos que puedan necesitarse para realizar la interfase de la salida de un microprocesador con un actuador.
- 4.8 Para el resistor ponderado DAC de 4 bits que se muestra en la Figura 4.5, determine la salida desde el resistor al amplificador para entradas de 0001, 0010, 0100 y 1000 si las entradas son 0 V para un lógico 0 y 5 V para un lógico 1.
- 4.9 Si el resistor más pequeño en un resistor ponderado DAC de 16 bits es R , ¿qué tan grande necesitaría ser el resistor más largo?
- 4.10 Un ADC de rampa de 10 bits tiene una entrada de escala completa de 10 V. ¿Cuánto tomará convertir dicha entrada de escala completa si el periodo del reloj es 15 μs ?
- 4.11 Para un ADC de 12 bits con entrada de escala completa, ¿qué tanto más rápida serán las aproximaciones sucesivas ADC en comparación con una rampa ADC?



Capítulo cinco Lógica digital

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Reconocer los símbolos de las compuertas lógicas, AND, OR, NOT, NAND, NOR y XOR y utilizar tales compuertas en aplicaciones, reconociendo el significado de familias lógicas.
- Explicar cómo los flip-flops (biestables) SR, JK y D pueden utilizarse en sistemas de control.
- Explicar la operación de decodificadores y el temporizador 555.

5.1

Lógica digital

Muchos sistemas de control tienen el propósito de activar o desactivar eventos, cuando se cumplen ciertas condiciones. Por ejemplo, en la lavadora doméstica el calentador sólo se enciende cuando la tina tiene agua y el nivel es el correcto. Ese tipo de control usa señales *digitales* donde sólo hay dos niveles de señal posibles. Los circuitos digitales son la base de las computadoras digitales y de los sistemas controlados con microprocesadores.

Con el **control digital**, por ejemplo, en el caso de la lavadora, la entrada de agua se activa cuando la puerta está cerrada y se alcanza determinado momento del ciclo de lavado. Hay dos señales de entrada que pueden ser sí o no, y una señal de salida que puede ser sí o no. Aquí, el controlador se programa de manera que sólo produzca una salida de sí, si ambas señales de entrada son sí, es decir, si las entradas *A* y *B* son 1, entonces la salida será 1. Se dice que la operación anterior está controlada por una **compuerta lógica**, en este ejemplo es una compuerta AND. Muchas máquinas y procesos se controlan de esta manera. El término **lógica combinacional** se refiere a la combinación de dos o más compuertas lógicas básicas para obtener una función requerida. Por ejemplo, puede requerirse una alarma al encender un automóvil con una puerta abierta, o si las luces interiores están encendidas y la puerta del conductor se abre. La lógica combinacional depende sólo de los valores de las entradas en un determinado instante de tiempo.

Además de estudiar el tema de lógica combinacional, en este capítulo también se tratará la **lógica secuencial**. Estos circuitos digitales se usan para controlar un conjunto de eventos en una secuencia específica dictada por un reloj de control o por señales de activación-desactivación. Estos son los circuitos de lógica combinados con memoria. De esta manera, el temporizador o historia secuencial de las señales de entrada juegan una parte en la determinación de la salida.

5.2**Compuertas lógicas**

Las compuertas lógicas son los bloques de construcción básicos para los circuitos electrónicos digitales.

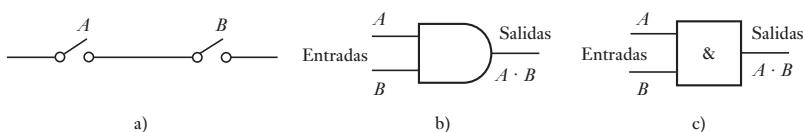
5.2.1 Compuerta AND

Suponga que tiene una compuerta que ofrece una salida alta sólo cuando la entrada A y la entrada B son altas; para todas las otras condiciones ésta ofrece una salida baja. Ésta es una compuerta lógica AND. Podemos visualizar la compuerta AND como un circuito eléctrico que incluye dos interruptores en series (Figura 5.1a)). Sólo cuando un interruptor A y uno B están cerrados hay una corriente. Se han utilizado diferentes juegos de símbolos de circuitos estándar para compuertas lógicas, cuya forma principal es originada en Estados Unidos. Sin embargo, ahora se está desarrollando una forma estándar internacional (IIEE/ANSI), ésta le quita la forma característica y utiliza un rectángulo con la función lógica escrita adentro. En la Figura 5.1b) se muestra la forma estadounidense del símbolo empleado para una compuerta AND y (c) muestra la nueva forma estandarizada, el símbolo & indica AND. Ambas formas se utilizarán en este libro. Como se ilustra en la figura, se puede expresar la relación entre las entradas y las salidas y una compuerta AND en la forma de una ecuación, conocida como **ecuación booleana** (vea el apéndice C). La ecuación booleana para la compuerta AND se escribe así:

$$A \cdot B = Q$$

Figura 5.1 Compuerta AND:

- a) representada por interruptores,
- b) símbolos estadounidenses, y
- c) nuevos símbolos estandarizados.



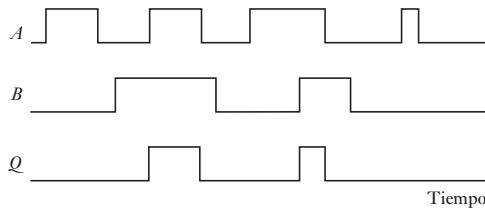
Un ejemplo de una compuerta AND es el sistema de control interbloqueo para una máquina herramienta con el guardia de seguridad en su lugar, una señal 1 y la potencia, encendida, con señal 1, entonces se da una salida, una señal 1, y la máquina funciona. Otro ejemplo es una alarma de intrusión en que ofrece una salida, el sonido de alarma, al encenderse la alarma y cuando se abre una puerta para activar un sensor.

La relación entre las entradas para una compuerta lógica y las salidas puede tabularse en una forma conocida como **tabla de verdad**. Esto especifica las relaciones entre las entradas y salidas. De esta manera, para una compuerta AND con entradas A y B y una entrada sencilla Q tendremos una salida 1 cuando y sólo cuando, $A = 1$ y $B = 1$. Todas las otras combinaciones de A y B generarán una salida 0. Por lo tanto, se puede escribir la tabla de verdad como sigue:

Entradas		Salidas
A	B	Q
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Imagine qué sucede cuando se tienen dos entradas digitales que son funciones de tiempo, como en la Figura 5.2. A esta figura se le refiere como un diagrama de tiempos de compuerta AND. Sólo habrá una salida desde la compuerta AND cuando cualquiera de las entradas es alta y por lo tanto es como se muestra en la siguiente figura.

Figura 5.2 Compuerta AND.



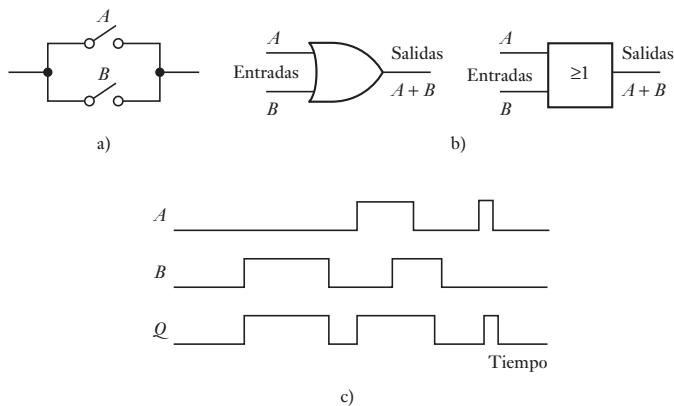
5.2.2 Compuerta OR

La compuerta OR produce una salida de 1 cuando las entradas A o B son 1. Se puede visualizar esta compuerta como un circuito eléctrico en el que hay dos interruptores en paralelo (Figura 5.3a)). Cuando alguno de los interruptores A o B está cerrado, entonces circula la corriente. En las compuertas OR puede haber más de dos entradas. La tabla de verdad de esta compuerta es:

Entradas		Salidas
A	B	Q
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Figura 5.3 Compuerta OR:

- a) representación por interruptores,
- b) símbolos,
- c) diagramas de tiempos.



La ecuación booleana de la compuerta OR se puede expresar como:

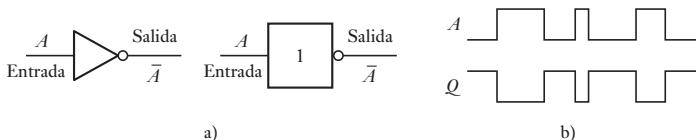
$$A + B = Q$$

Los símbolos de una compuerta OR se muestran en la Figura 5.3b); usa un signo mayor que o igual a 1 para representar esta compuerta dado que la función OR es verdadera si por lo menos una de las entradas es verdadera. La Figura 5.3c) muestra un diagrama de tiempos.

5.2.3 Compuerta NOT

La compuerta NOT sólo tiene una entrada y una salida: la salida es 1 cuando la entrada es 0 y es 0 cuando la entrada es 1. La compuerta NOT produce una salida igual al inverso de la entrada y se conoce como **inversor**. La Figura 5.4a) muestra los símbolos que se usan para una compuerta NOT. El 1 que representa a NOT en realidad simboliza la identidad lógica, por ejemplo, no operación, y la inversión se representa por el círculo en la salida. Así, si se tiene una entrada digital que varía con el tiempo, como en la Figura 5.4b), la variación de salida con el tiempo es a la inversa.

Figura 5.4 compuerta NOT.



La tabla de verdad de la compuerta NOT es:

Entrada	Salida
<i>A</i>	<i>Q</i>
0	1
1	0

La ecuación booleana que describe la compuerta NOT es:

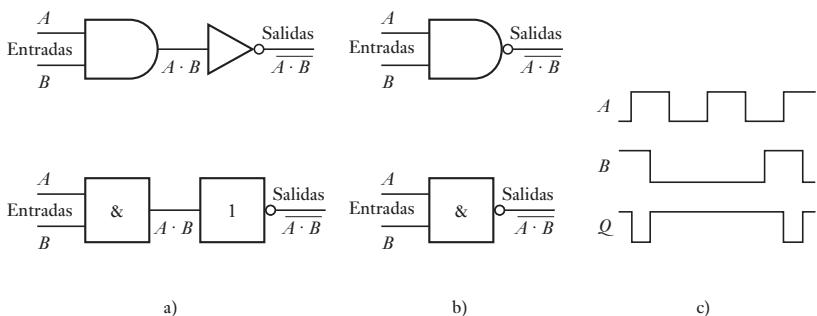
$$\bar{A} = Q$$

La barra sobre la letra indica que se utiliza la inversa o complemento; por lo tanto, la barra sobre la *A* indica que la salida *Q* es igual al inverso del valor *A*.

5.2.4 Compuerta NAND

La compuerta NAND se puede considerar como una combinación de una compuerta AND seguida de una compuerta NOT (Figura 5.5a)). Así, cuando la entrada *A* es 1 y la *B* es 1, la salida es 0; las demás entradas dan una salida de 1.

La compuerta NAND corresponde en forma exacta a la tabla de verdad de la compuerta AND con las salidas invertidas. Otra manera de considerar esta compuerta es como una compuerta AND en cuyas entradas se conecta una compuerta NOT para invertir las entradas antes de que lleguen a la compuerta AND. La Figura 5.5b) muestra los símbolos usados para la compuerta

Figura 5.5 Compuerta NAND.

NAND los cuales corresponden al símbolo de la compuerta AND seguido del círculo que indica la inversión. La siguiente es la tabla de verdad:

Entradas		Salidas
A	B	Q
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

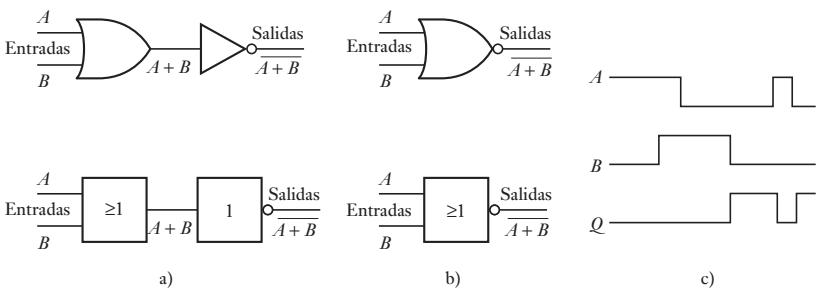
La ecuación booleana que describe la compuerta NAND es

$$\overline{A \cdot B} = Q$$

La Figura 5.5c) muestra la salida que ocurre para una compuerta NAND cuando sus dos entradas son señales digitales que varían con el tiempo. Sólo hay una salida baja cuando ambas entradas son altas.

5.2.5 Compuerta NOR

La compuerta NOR se puede considerar como una combinación de una compuerta OR seguida de una compuerta NOT (Figura 5.6a)). Cuando la entrada A o la entrada B es 1, se produce una salida de 0. Se trata de la misma compuerta OR, pero con las salidas invertidas. Otra manera de interpretar esta compuerta es como una compuerta OR en cuyas entradas se conectan compuertas NOT para invertir la entrada antes de que llegue a la compuerta OR. La Figura 5.6b) muestra los símbolos que se usan para la compuerta NOR; es el símbolo OR seguido por el círculo para indicar la inversión.

Figura 5.6 Compuerta NOR.

La ecuación booleana para la compuerta NOR es

$$\overline{A + \bar{B}} = Q$$

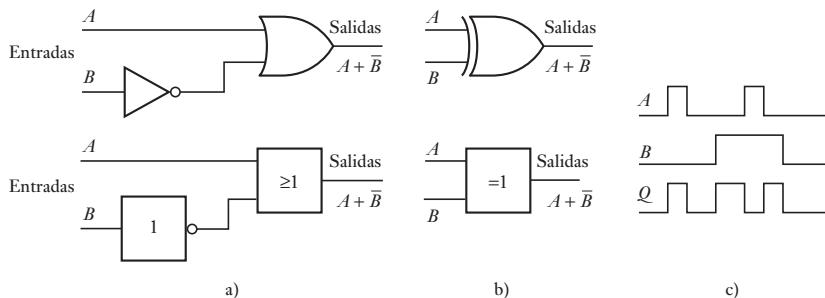
La tabla de verdades para la compuerta NOR y la Figura 5.6c) muestra su diagrama de tiempos:

Entradas		Salidas
A	B	<u>Q</u>
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

5.2.6 Compuerta XOR

La compuerta EXCLUSIVE-OR (XOR) se puede considerar como una compuerta OR con una compuerta NOT aplicada a una de las entradas para invertirla antes de que llegue a la compuerta OR (Figura 5.7a)). También se puede considerar como una compuerta AND con una de sus entradas conectada a una compuerta NOT para invertirla antes de que llegue a la compuerta AND. Los símbolos se muestran en la Figura 5.7b): el = 1 indica que la salida es verdadera si sólo una entrada es verdadera. La siguiente es la tabla de verdad y la Figura 5.7c) muestra un diagrama de tiempos:

Figura 5.7 Compuerta XOR.

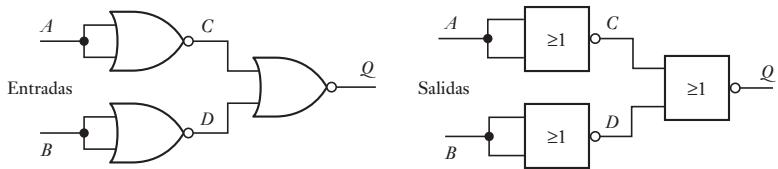


Entradas		Salidas
A	B	<u>Q</u>
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

5.2.7 Combinación de compuertas

En apariencia, para construir sistemas lógicos se requiere una variedad de compuertas. Sin embargo, como se muestra a continuación es posible construir todo tipo de compuertas a partir de una sola. Considere la combinación de las tres compuertas NOR que muestra la Figura 5.8.

Figura 5.8 Tres compuertas NOR.



La tabla de verdad con sus salidas intermedias y finales es la siguiente:

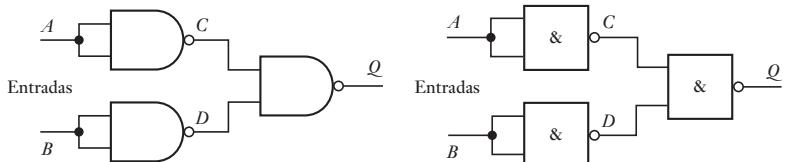
A	B	C	D	Q
0	0	1	1	0
0	1	1	0	0
1	0	0	1	0
1	1	0	0	1

El resultado es el mismo que el de una compuerta AND. Si a continuación de este conjunto de compuertas se coloca una compuerta NOT, se obtiene una tabla de verdad igual a la de una compuerta NAND.

La Figura 5.9 muestra una combinación de tres compuertas NAND. Su tabla de verdad, con las salidas intermedias y finales, es la siguiente:

A	B	C	D	Q
0	0	1	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	1
1	1	0	0	1

Figura 5.9 Tres compuertas NAND.

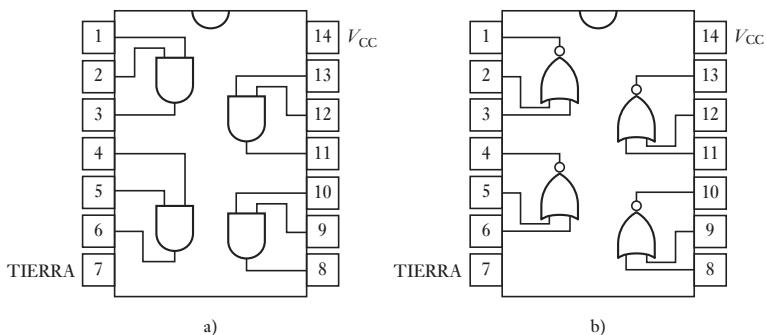


El resultado obtenido es el de una compuerta OR. Si se siguiera este conjunto por una compuerta NOT, se obtendría una tabla de verdad igual a la de una compuerta NOR.

Los dos ejemplos anteriores de combinaciones de compuertas muestran cómo usar un tipo de compuerta, NOR o NAND, para reemplazar otras compuertas, siempre y cuando se utilice más de una. También es posible combinar compuertas para obtener circuitos complejos de compuertas así como circuitos secuenciales.

Existen compuertas lógicas en forma de circuito integrados. Los fabricantes han estandarizado la numeración de sus configuraciones para que los números de sus partes básicas sean iguales sin importar el fabricante. Por ejemplo, la Figura 5.10a) muestra las compuertas con las que cuenta el circuito integrado 7408; tiene cuatro compuertas AND de dos entradas y viene en una base de 14 terminales. La alimentación se conecta en las terminales 7 y 14 las cuales alimentan el voltaje de las cuatro compuertas AND. Para indicar en

Figure 5.10 Circuitos integrados: a) 7408, b) 7402.



cuál de los extremos de la base se encuentra la terminal 1, se hace una muesca entre las terminales 1 y 14. El circuito integrado 7411 tiene tres compuertas AND y cada una tiene tres entradas; el circuito integrado 7421 tiene dos compuertas AND cada una con cuatro entradas. En la Figura 5.10b) se muestra el circuito integrado 7402. Éste tiene cuatro compuertas NOR de dos entradas cada una, en una base de 14 terminales; la alimentación se conecta en las terminales 7 y 14. El circuito integrado 7427 tiene tres compuertas, cada una con tres entradas; el circuito integrado 7425 tiene dos compuertas, cada una con cuatro entradas.

Para conocer cómo la álgebra booleana, las técnicas como la ley de De Morgan y los mapas de Karnaugh se pueden utilizar para generar las funciones lógicas requeridas desde las compuertas lógicas, vea el Apéndice C.

5.2.8 Familias lógicas y circuitos integrados

Para poder implementar diseños lógicos digitales se requiere entender qué significan las familias lógicas y sus diferentes principios de operación. Los circuitos integrados hechos con la misma tecnología y características eléctricas comprenden una **familia lógica**. Entre las familias más comunes están transistor-transistor lógico (TTL), semiconductor complementario metal-óxido (CMOS) y el emisor acoplado lógico (ECL). Los parámetros generales son:

- 1 **Nivel lógico**, es decir, el rango de niveles de voltaje que puede corresponder a los estados binarios 1 y 0. Para la serie estándar 74XX TTL, el voltaje garantizado para registrarlo como binario 0 está entre 0 y 0.4 V y para el binario 1 es entre 2.4 V y 5.0 V. Para el CMOS los niveles dependen del voltaje alimentado V_{DD} que se emplee, el cual puede ser desde +3 V hasta +15V y el voltaje máximo para el lógico 1 es de 0.3 V_{DD} en tanto que el mínimo para el lógico 1 es 0.7 V_{DD} .
- 2 **Inmunidad contra el ruido o margen de ruido**, es decir, la capacidad del circuito de tolerar ruido sin ocasionar cambios espurios en el voltaje de salida. Para la serie estándar 74XXTTL, el margen de ruido es 0.4 V. Por tanto 0.4 V es el margen que se puede aceptar en las entradas lógico 0 y lógico 1 y que lo registrarán como 0 y como 1. Para el CMOS el margen de ruido depende del voltaje alimentado y es de 0.3 V_{DD} .
- 3 **Apertura**, es decir, la cantidad de entradas de compuerta que puede controlar una salida de compuerta estándar al tiempo que conserva los niveles LOW o HIGH deseados. Esto se determina por cuánta corriente puede abastecer una compuerta y cuánta se necesita para controlar una. Para una compuerta TTL estándar la apertura es de 10, para el CMOS es de 50 y de 25 para el ECL. Si hay más compuertas conectadas a la compuerta controladora, entonces no abastecerá la corriente suficiente para controlarlas.

- 4 **Abastecimiento de corriente o acción de disminución de corriente**, es decir, cómo fluye la corriente entre la salida de una compuerta lógica y la entrada de otra. Para que una compuerta conduzca a otra con abastecimiento de corriente, la compuerta controladora en alta suministra una corriente para la entrada de la siguiente compuerta. Pero con la disminución de corriente la compuerta controladora en baja recibe una corriente de vuelta desde la compuerta controladora. Las compuertas TTL operan con este tipo de corriente.
- 5 **Tiempo de retardo de propagación**, es decir, qué tan pronto responde un circuito digital ante un cambio a nivel de entrada. Por lo común las compuertas TTL se retardan de 2 a 40 ns, lo que hace por lo general alrededor de 5 a 10 veces más rápido que las compuertas CMOS, pero más lento que las compuertas ECL, las cuales suelen tener retardos de propagación de 2 ns.
- 6 **Consumo de potencia**, es decir, la cantidad de potencia que la compuerta lógica consumirá a partir del abastecimiento de potencia. La TTL consume unos 10 mW por compuerta en tanto que el CMOS no consume potencia a menos que esté en punto de interruptor. El ECL consume de 15 a 60 mW por compuerta.

Los principales criterios implicados en la determinación de qué familia lógica utilizar son el retardo de propagación y el consumo de potencia. La ventaja mayor del CMOS sobre el TTL es el menor consumo de potencia, lo que lo hace ideal para equipos operados por baterías. Es posible que circuitos integrados por familias lógicas diferentes se puedan conectar entre sí, pero se deben utilizar técnicas especiales de interfase.

La familia TTL se utiliza ampliamente y se ha de identificar como la serie 74XX. Hay multiplicidad de formas; una de las típicas el TTL estándar es el 7400 cuya disipación de potencia es de 10 mW y un retardo de propagación de 10 ns. El TTL Schottky de baja potencia (LS) e el 74LS00 con una disipación de potencia de 2 mW y el mismo tiempo de retardo de propagación. El TTL Schottky de baja potencia avanzado (ALS) es el 74ALS00 y es más rápido y disipa inclusive potencias más bajas; el retardo de propagación llega a 4 ns y la disipación de potencia es de 1 mW. El rápido TTL(F) es el 74F00 y tiene un retardo de propagación de 3 ns y una disipación de potencia de 6 mW.

La familia del CMOS incluye la serie de lo 4000, la cual tenía la ventaja de la disipación de baja potencia sobre la serie TTS, pero por desgracia era muy lenta. La serie 40H00 era más rápida pero todavía más lenta que TTL(LS). La serie 74C00 se desarrolló para que fuera de clavija compatible con la familia TTL, utilizando el mismo sistema de numeración pero empezando con 74C. Aun cuando tenía una ventaja de potencia sobre la familia TTL, aún así era más lenta. Las 74HC00 y 74HCT00 son más rápidas y sus velocidades son comparables con las de la serie TTL(LS).

5.3

Aplicaciones de las compuertas lógicas

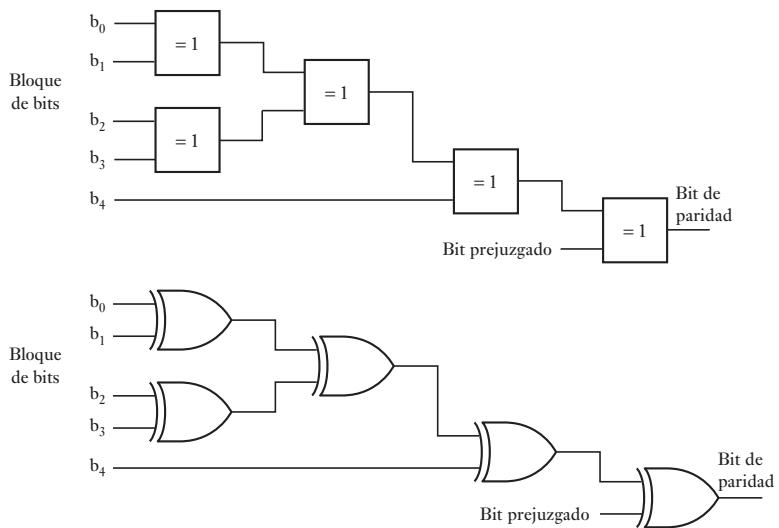
Los siguientes son algunos ejemplos de aplicaciones sencillas de las compuertas lógicas.

5.3.1 Generadores de paridad

En el capítulo anterior se mostró cómo se usan los bits de paridad para detectar errores. Se añade un solo bit a cada bloque de código para forzar la cantidad de unos en el bloque, incluyendo el bit de paridad, y obtener un número impar, en caso de utilizar la paridad impar o un número par, si se usa la paridad par.

La Figura 5.11 muestra un circuito con compuertas lógicas que se usa para determinar y agregar el bit de paridad apropiado. El sistema utiliza compuertas

Figura 5.11 Generador de bits de paridad.

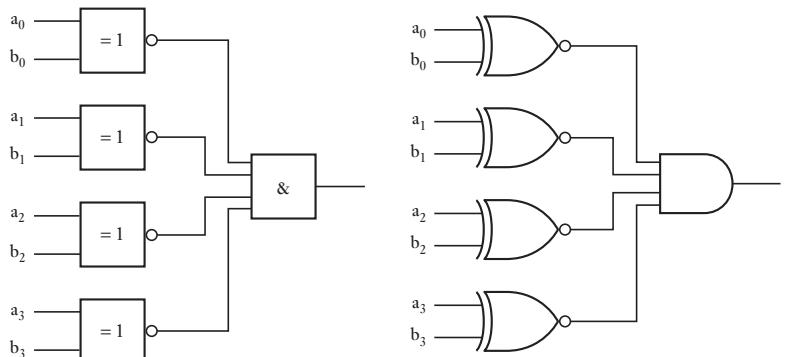


XOR; en este caso, si todas las entradas son 0, o todas son 1, la salida es 0; y si las entradas no son iguales, la salida es un 1. Se verifican los pares de bits se produce una salida 1 si no son iguales. Si se requiere paridad impar, el bit prejuzgado es 0; si se usa paridad par es 1. El bit prejuzgado que sea adecuado se incorpora a la señal para su transmisión. Este mismo circuito se utiliza para verificar la paridad en el receptor, siendo la salida final igual a 1 cuando hay un error. Estos circuitos están disponibles como circuitos integrados.

5.3.2 Comparador digital

Un comparador digital se usa para comparar dos palabras digitales con objeto de saber si son exactamente iguales. Ambas se comparan bit por bit y si son iguales el resultado es 1. Para comparar la igualdad de dos bits se puede usar una compuerta XOR; si ambos bits son 0 o 1, la salida es 0; si no son iguales, la salida es 1. Para obtener una salida 1 cuando ambos bits son iguales hay que añadir una compuerta NOT; esta combinación de XOR y NOT se conoce como compuerta XNOR. Para comparar cada par de bits en dos palabras se necesita una compuerta XNOR. Si los pares consisten en los mismos bits, la salida de cada compuerta XNOR es un 1. Podemos utilizar una compuerta AND para obtener una salida 1 cuando en todas las salidas de las compuertas XNOR son unos. La Figura 5.12 muestra el sistema correspondiente.

Figura 5.12 Comparador.

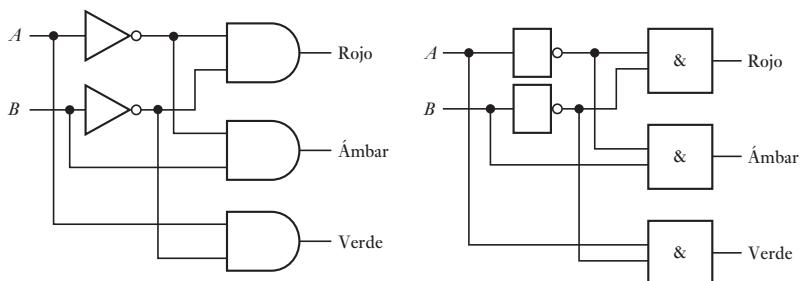


Los comparadores digitales están disponibles como circuitos integrados y en general no sólo son capaces de determinar sólo si dos palabras son iguales, sino también cuál de ellas es la mayor. Por ejemplo, el comparador de 4 bits 7485 compara dos palabras de 4 bits, A y B , su terminal 5 produce una salida 1 de la terminal 6 si A es igual a B y una salida 1 de la terminal 7 si A es menor que B .

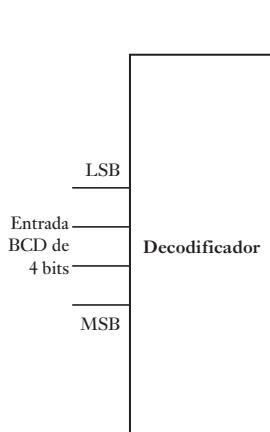
5.3.3 Codificador

La Figura 5.13 muestra un sistema sencillo mediante el cual un controlador puede enviar una señal digital codificada para un conjunto de semáforos de manera que el código determine qué luz, roja, ámbar o verde cambiará. Para iluminar la luz roja se podría utilizar la señal transmitida $A=0, B=0$, para la luz ámbar $A=0, B=1$ y para la luz verde $A=1, B=0$. Se pueden cambiar las luces empleando esos códigos al usar tres compuertas AND y dos compuertas NOT.

Figura 5.13 Semáforos.



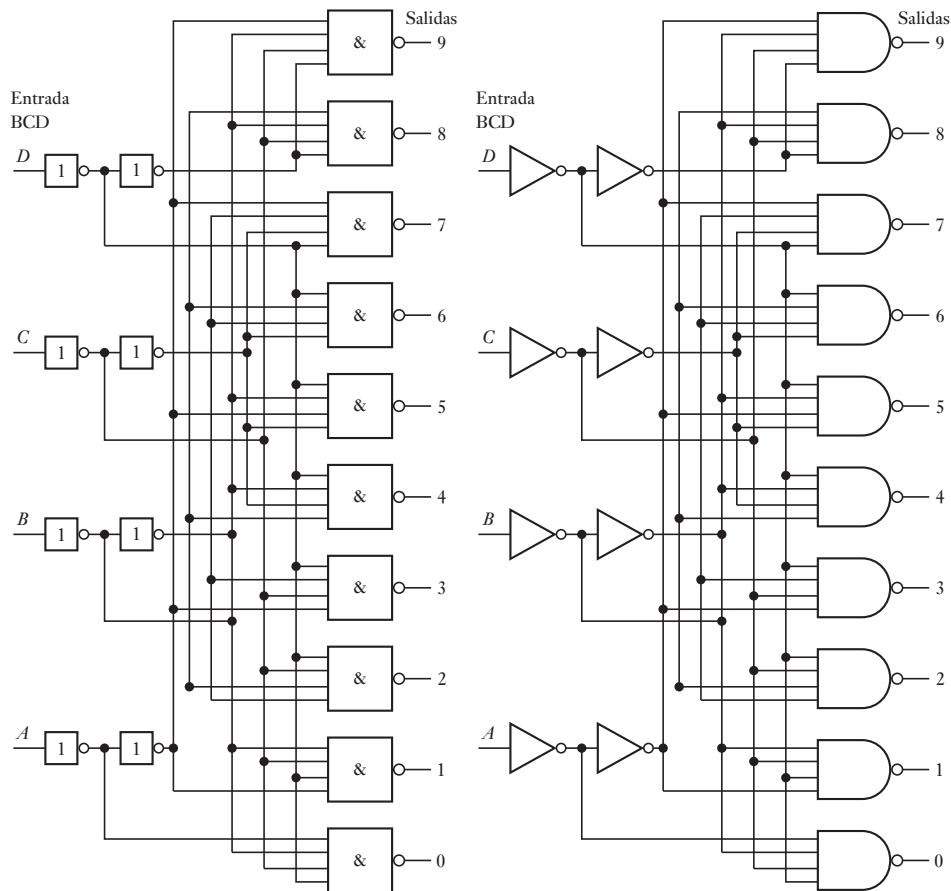
5.3.4 Convertidor de código



En muchas aplicaciones es necesario cambiar datos de un tipo de código a otro. Por ejemplo, la salida de un microprocesador puede ser BCD (código binario decimal) y es necesario transformarla en un código que permita su presentación en un display de siete segmentos. El término **decodificación de datos** se refiere al proceso de conversión de un grupo de código, por ejemplo, BCD, binario, hexadecimal, en una salida activa individual que represente ese grupo. Un decodificador tiene n líneas de entrada binarias para la entrada codificada de una palabra de n bits y cuenta con m líneas de salida de manera que sólo una línea se activa para una posible combinación de entradas; por ejemplo, sólo una línea de salida proporciona una salida para un código de entrada de palabra. Por ejemplo, un decodificador BCD a decimal tiene un código de entrada de 4 bits y 10 líneas de salida, de manera que una particular entrada BCD causará la activación exclusiva de una de las líneas de salida, de esta manera se indica un número decimal particular por cada línea de salida correspondiente a un número decimal (Figura 5.14).

Figura 5.14 Decodificador.

Entonces, en general, un **decodificador** es un dispositivo que ve sus entradas y determina qué número está ahí, y activa la salida que corresponde a ese número. Los decodificadores se usan ampliamente en circuitos con microprocesadores. Los decodificadores pueden tener una salida activa alta, y las inactivas bajas; o bien, la salida activa baja y las inactivas altas. En las salidas activas altas, el decodificador se construye utilizando compuertas AND, mientras que para salidas activas bajas se utilizan compuertas NAND. La Figura 5.15 muestra la configuración de un decodificador BCD a decimal para una salida activa



Entradas				Salidas									
A	B	C	D	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

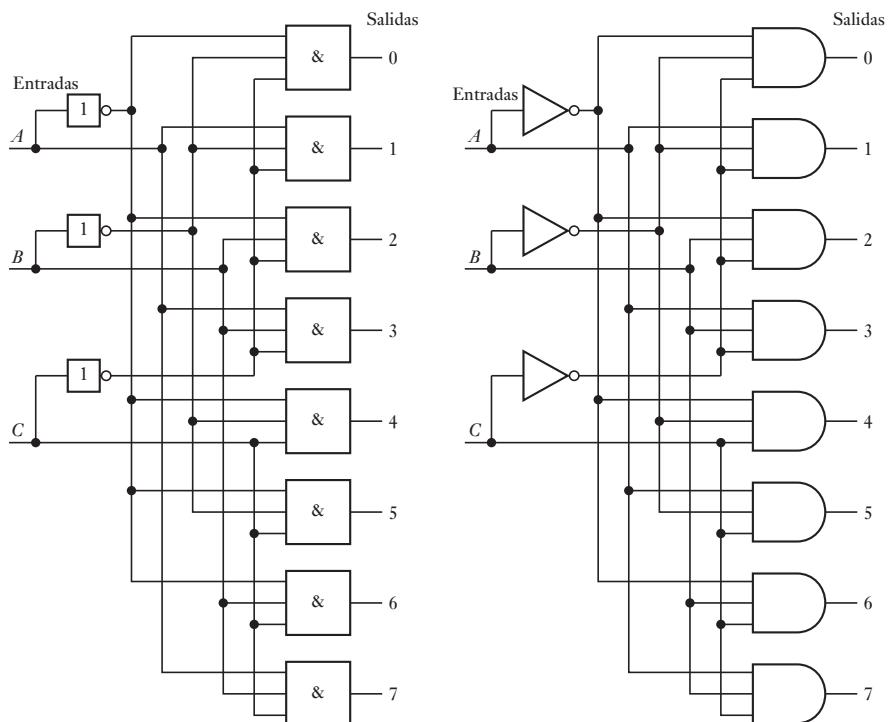
Figura 5.15 Decodificador BCD a decimal: 1 = ALTO, 0 = BAJO.

baja y se presenta la tabla de verdad resultante. Este tipo de decodificador está disponible como circuito integrado; por ejemplo, el 74LS145.

Uno de los decodificadores que más se utiliza es el BCD a siete, por ejemplo, el 74LS244, para tomar entrada BCD de 4 bits y producir una salida que alimente un display de siete segmentos.

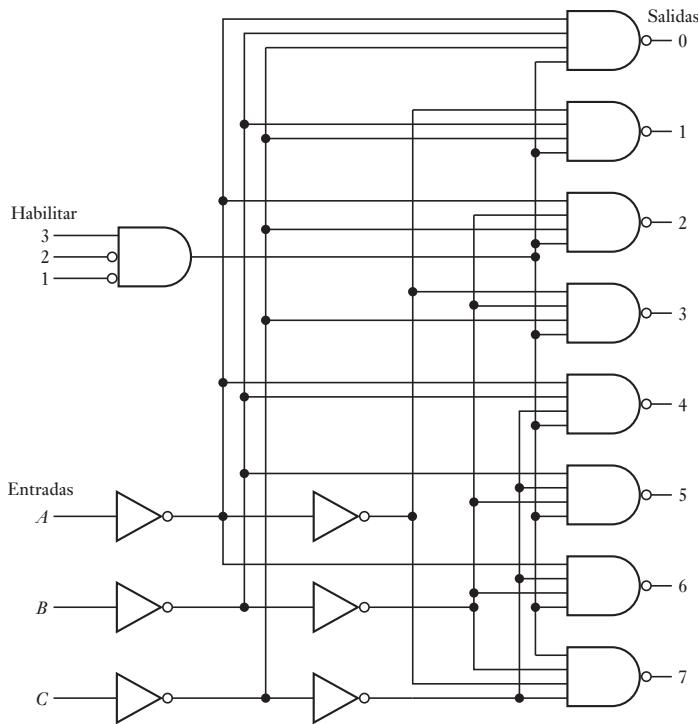
El término **decodificador de 3 líneas a 8 líneas** se utiliza cuando un decodificador tiene tres líneas de entrada y ocho de salida. Éste toma el número binario de 3 bits y activa una de las ocho salidas que corresponden a ese número. En la Figura 5.16 se muestra cómo se puede implementar dicho decodificador, a partir de compuertas lógicas y su tabla de verdad.

Algunos decodificadores cuentan con uno o más entradas **HABILITADAS** que se usan para controlar la operación del decodificador. De esta manera, con la línea de **HABILITACIÓN ALTA** el decodificador funcionará en su forma



C	Entradas			Salidas							
	B	A		0	1	2	3	4	5	6	7
0	0	0		1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1		0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0		0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	1		0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	0		0	0	0	0	0	1	0	0
1	0	1		0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	0		0	0	0	0	0	0	0	1
1	1	1		0	0	0	0	0	0	0	1

Figura 5.16 Decodificador de 3 líneas a 8 líneas.

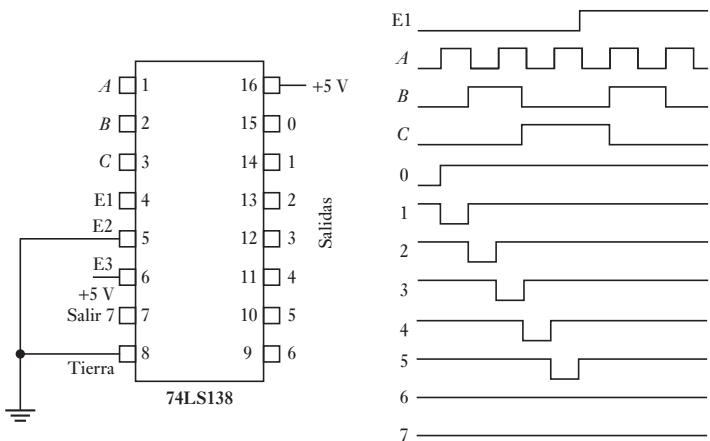


Habilitar			Entradas			Salidas							
E1	E2	E3	C	B	A	0	1	2	3	4	5	6	7
1	X	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1
X	1	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1
X	X	0	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

Figura 5.17 El 74LS138: 1 = ALTO, 0 = BAJO, X = no es importante.

normal y las entradas determinarán cuál salida es ALTA; con la línea HABILITADA BAJA todas las salidas son sostenidas en cuanto a las entradas. La Figura 5.17 muestra un decodificador usado de manera frecuente de 3 líneas a 8 líneas con esta instalación, el 74LS138. Note que las salidas son activo BAJAS en lugar de activo ALTAS de la Figura 5.16, y el decodificador tiene tres líneas HABILITADAS con los requerimientos para el funcionamiento normal que E1 y E3 son BAJOS y E3 es ALTO. Todas las otras variaciones dan como resultado el decodificador desabilitado y sólo una salida ALTA.

La Figura 5.18 muestra el tipo de respuesta que se puede obtener del decodificador 74LS138 para diferentes entradas.

Figura 5.18 El 74LS138.

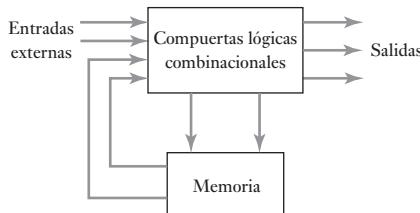
Un decodificador 74LS138 se puede utilizar con un microprocesador con la HABILITACIÓN empleada para el interruptor en el decodificador y luego depender de la salida desde tres líneas de salida desde el microprocesador de manera que una de las ocho salidas decodificadoras reciben la salida BAJA con todas las otras dejando la ALTA. Así, podemos considerar cada dispositivo de salida para tener una dirección, por ejemplo, un número de salida binario, de forma que cuando un microprocesador envíe una dirección al decodificador éste activa el dispositivo que ha sido asignado a esa dirección. El 74LS138 puede entonces ser transferido como un decodificador de dirección.

5.4

Lógica secuencial

Los circuitos lógicos mencionados en secciones anteriores de este capítulo son ejemplos de sistemas de lógica combinacional. En estos sistemas, la salida está definida por la combinación de las variables de entrada en un instante dado. Por ejemplo, si la entrada *A* y la entrada *B* ocurren al mismo tiempo, entonces la compuerta AND produce una salida. La salida no depende de cuáles fueron las entradas anteriores. Cuando un sistema requiere una salida que dependa de valores anteriores de las entradas, se necesita un sistema de **lógica secuencial**. La diferencia principal entre un sistema de lógica combinacional y un sistema de lógica secuencial es que éste debe tener algún tipo de memoria.

La Figura 5.19 muestra la configuración básica de un sistema de lógica secuencial. La parte combinacional del sistema acepta señales lógicas provenientes de entradas externas y de salidas de la memoria. El sistema combinacional opera con esas entradas para producir sus salidas. Las salidas son, entonces, una función de sus entradas externas y de la información presente en su memoria.

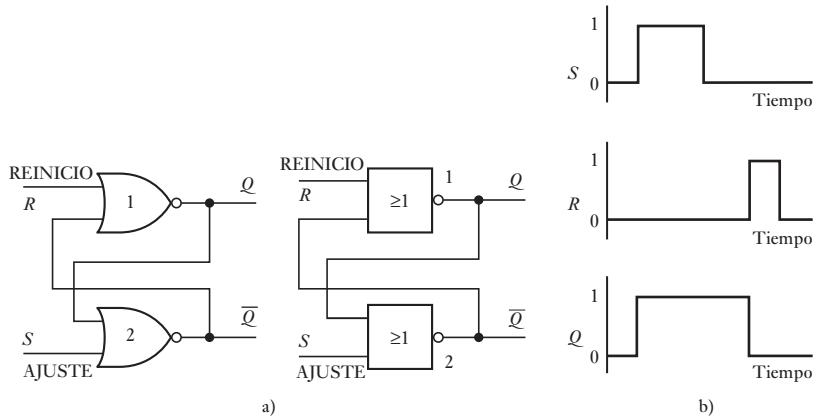
Figura 5.19 Lógica secuencial.

5.4.1 El flip-flop

El **flip-flop** es un elemento de memoria básico que consta de un conjunto de compuertas lógicas, y es un dispositivo lógico secuencial. Existen diversos

tipos de flip-flops. La Figura 5.20a) muestra una forma, el flip-flop SR (set-reset), que tiene compuertas NOR. Si inicialmente se tienen ambas salidas 0 y $S = 0$ y $R = 0$, entonces al hacer que S cambie de 0 a 1, la salida de la compuerta NOR2 se convertirá en 0. Esto, entonces resultará que ambas entradas para la compuerta NOR 1 se convertirán en 0 y así la salida se convertirá en 1. Esta realimentación actúa como entrada de la compuerta NOR 2, en la que ambas entradas son igual a 1 y al final no se produce otro cambio.

Figura 5.20 Flip-flop SR.



Si S cambia de la 1 a 0, la salida de la compuerta NOR 1 sigue siendo 1 y la salida de la compuerta NOR 2 permanece en 0. No hay cambio en las salidas cuando la entrada S cambia de 1 a 0. Permanecerá en este estado indefinida si los únicos cambios que se producen son S . Es capaz de “recordar” el estado al que fue establecido. La Figura 5.20b) ilustra lo anterior con un diagrama de tiempos, en el que un impulso rectangular se utiliza como la entrada S .

Si R cambia de 0 a 1 cuando S es 0, la salida de la compuerta NOR 1 se convierte en 0 y, por lo tanto, la salida de la compuerta NOR 2 cambia a 1, es decir, el flip-flop se reinicia. Un cambio de R a 0 no tiene efecto en estas salidas.

Así, cuando el valor S es 1 y R se hace 0, la salida Q cambia a 1 si su valor anterior fue 0, y seguirá siendo 1 si antes fue 1. Ésta es la condición de inicio y permanecerá sin cambio aun cuando S cambie a 0. Cuando S es 0 y R se hace 1, la salida Q se ajusta a 0, si su valor anterior fue 1, o sigue siendo 0 si antes fue 0. Ésta es la condición de reposo. La salida Q que se produce en un instante determinado dependerá de las entradas S y R y también del último valor de la salida. La siguiente tabla de estado ilustra lo anterior:

S	R	$Q_t \rightarrow Q_{t+1}$	$\bar{Q}_t \rightarrow \bar{Q}_{t+1}$
0	0	$0 \rightarrow 0$	$1 \rightarrow 1$
0	0	$1 \rightarrow 1$	$0 \rightarrow 0$
0	1	$0 \rightarrow 0$	$1 \rightarrow 1$
0	1	$1 \rightarrow 0$	$0 \rightarrow 0$
1	0	$0 \rightarrow 1$	$1 \rightarrow 0$
1	0	$1 \rightarrow 1$	$0 \rightarrow 0$
1	1	No permitido	
1	1	No permitido	

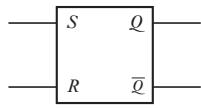
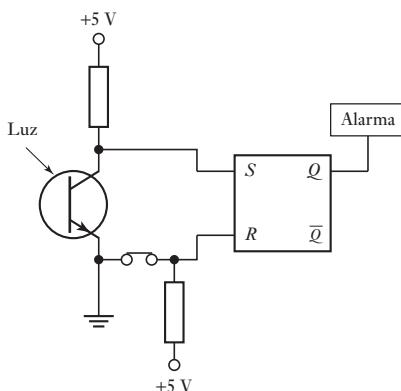


Figura 5.21 Flip-flop SR.

Observe que si S y R se hacen 1 al mismo tiempo, no existe la posibilidad de que haya un estado estable, por lo que esta condición de entrada no se permite. La Figura 5.21 muestra el símbolo de bloques simplificado que representa al flip-flop SR.

Un ejemplo sencillo de la aplicación de un flip-flop es un sistema de alarma simple, en el que la alarma suena cuando se obstruye el paso del haz luminoso; la alarma sigue sonando aun cuando ya no se interrumpe el paso de luz. La Figura 5.22 muestra un posible sistema. Se puede usar como sensor un fototransistor configurado de manera que cuando se ilumina produce una entrada S prácticamente de 0 V, pero cuando la iluminación se interrumpe produce 5 V de entrada S . Cuando el haz luminoso se interrumpe, S se convierte en 1 y la salida flip-flop se convierte en 1, y suena la alarma. La salida permanecerá como 1 aún cuando S cambie a 0. La alarma sólo puede detenerse cuando el interruptor de ajuste se abre en forma momentánea para producir 5 V de entrada en R .

Figura 5.22 Circuito de alarma.

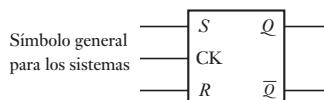
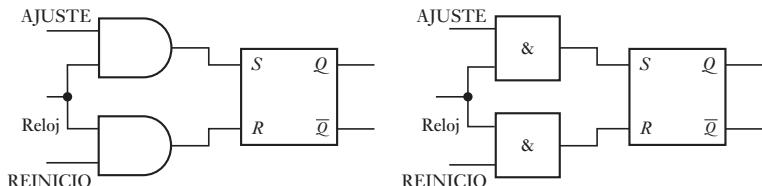


5.4.2 Sistemas síncronos

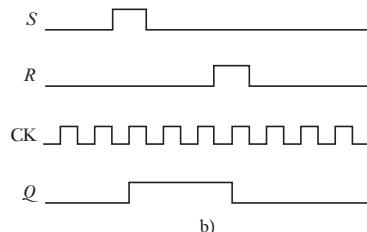
Con frecuencia es necesario definir el ajuste y reinicio de operaciones que deben ocurrir en tiempos específicos. En un sistema no temporizado o **sistema asíncrono**, las salidas de las compuertas lógicas cambian su estado cada vez que una o varias entradas cambian. En un sistema temporizado o **sistema síncrono**, los tiempos exactos en los que alguna de las salidas cambia su estado están determinados por una señal de temporización o señal de reloj. Esta es en general un tren de pulsos rectangulares y cuando se usa la misma señal de reloj en todas las partes del sistema, las salidas están sincronizadas. La Figura 5.23a) muestra este principio con **compuertas en un flip-flop SR**. La señal de ajuste y de reloj se suministran a través de una compuerta AND en la entrada S del flip-flop. Así, la señal de ajuste llega al flip-flop sólo cuando la señal de ajuste y la de reloj tienen valor 1. Asimismo, la señal de reinicio junto con la señal de reloj entran a R a través de otra compuerta AND. En consecuencia, el ajuste y el reinicio sólo pueden ocurrir en el momento definido por el temporizador. La Figura 5.23b) muestra el diagrama de tiempos.

5.4.3 Flip-flop JK

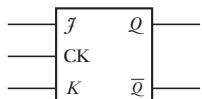
Para muchas aplicaciones no es aceptable el estado de indeterminación que se presenta con un flip-flop SR cuando $S = 1$ y $R = 1$; por ello se emplea otro

Figura 5.23 Flip-flop SR de reloj.

a)



b)

**Figura 5.24** Flip-flop JK.

tipo de flip-flop: el **flip-flop JK** (Figura 5.24). Éste es un dispositivo flip-flop que se utiliza mucho.

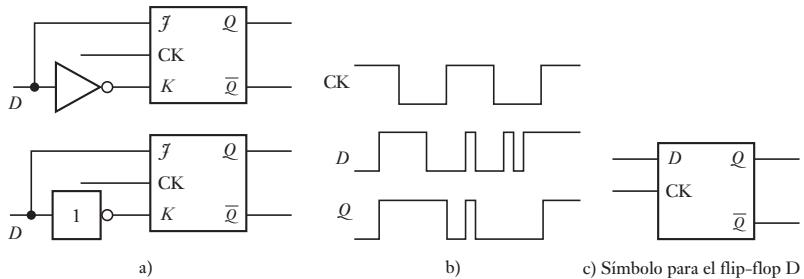
La siguiente es la tabla de verdad de este dispositivo; observe que los únicos cambios de la tabla de estado flip-flop SR son las líneas cuando ambas entradas son 1.

J	K	$Q_t \rightarrow Q_{t+1}$	$\bar{Q}_t \rightarrow \bar{Q}_{t+1}$
0	0	$0 \rightarrow 0$	$1 \rightarrow 1$
0	0	$1 \rightarrow 1$	$0 \rightarrow 0$
0	1	$0 \rightarrow 0$	$1 \rightarrow 1$
0	1	$1 \rightarrow 0$	$0 \rightarrow 0$
1	0	$0 \rightarrow 1$	$1 \rightarrow 0$
1	0	$1 \rightarrow 1$	$0 \rightarrow 0$
1	1	$0 \rightarrow 1$	$1 \rightarrow 0$
1	1	$1 \rightarrow 0$	$0 \rightarrow 1$

Un ejemplo de aplicación de este flip-flop es la necesidad de obtener una salida con valor alto cuando la entrada A aumenta y después de cierto tiempo la entrada B aumenta. Para determinar si ambas entradas son altas se puede emplear una compuerta AND; sin embargo, su salida será alta sin importar cuál fue la entrada que aumentó primero. No obstante, si las entradas A y B se conectan a un flip-flop JK, A debe aumentar primero para que la salida aumente cuando B también aumente.

5.4.4 Flip-flop D

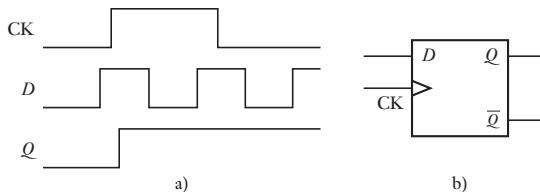
El biestable de datos **flip-flop D** es de hecho un flip-flop SR con reloj, o un flip-flop JK cuya entrada D se conecta de manera directa a las entradas S o F y a

Figura 5.25 Flip-flop D.

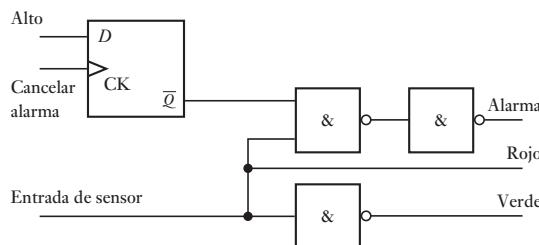
través de una compuerta NOT a las entradas R o K (Figura 5.25a)); en el símbolo del flip-flop D, la entrada combinada R y K se denomina D . De esta manera, una entrada 0 o de 1 comunica la salida de manera que siga a la entrada D cuando el pulso del reloj sea 1 (Figura 5.25b)). Una aplicación particular del flip flop D es garantizar que la salida sólo tome el valor de la entrada D en tiempos definidos con precisión. La Figura 5.25c) muestra el símbolo utilizado para un flip-flop D.

En el flip-flop D, cuando la entrada del reloj o la de activación aumenta, la salida sigue a los datos presentados en la entrada D . Se dice que el flip-flop es transparente. Cuando se presenta una transición de alto a bajo en la entrada de activación, la salida Q se mantiene al nivel de datos justo anterior a la transición. Se dice que los datos en el punto de transición están **latched** (enclavados). Existen circuitos integrados de flip-flops D. Un ejemplo es el 7475, que contiene cuatro D transparentes *latched*.

La diferencia entre el flip-flop 7474 y el 7475 consiste en que el primero es un dispositivo de activación por flanco; en el paquete hay dos de estos flip-flops. En un flip-flop D de activación por flanco, las transiciones de Q sólo ocurren en el borde de entrada del pulso de reloj y en el 7474 en el borde positivo, es decir, de la transición del nivel bajo a alto. La Figura 5.26a) ilustra lo anterior. La diferencia entre el símbolo básico de un flip-flop D de activación por flanco y el de un flip-flop D es el pequeño triángulo que se coloca en la entrada del reloj CK (Figura 5.26b)). También hay otras dos entradas denominadas preset y clear. Un valor bajo en la entrada del preset define la salida Q igual a 1, en tanto que un valor bajo en la entrada del clear borra la salida y hace Q igual a 0.

Figura 5.26 a) Activación por borde positivo, b) símbolo para el flip-flop de activación por borde D.

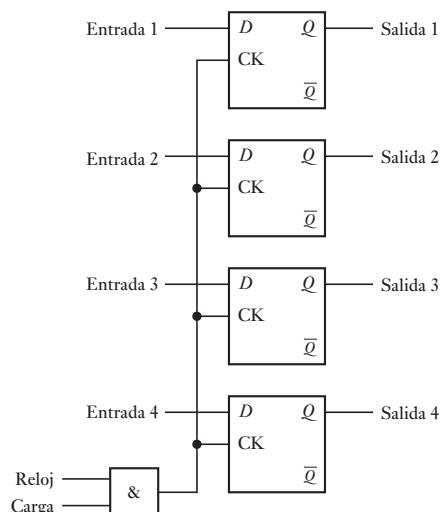
Un ejemplo de una aplicación sencilla de este flip-flop se ve en la Figura 5.27, la cual muestra un sistema que sirve para que aparezca una luz verde cuando la entrada del sensor es baja y una luz roja cuando la entrada aumenta y hace sonar una alarma. La luz roja deberá permanecer encendida en tanto la entrada del sensor siga siendo alta, pero la alarma se puede apagar. Éste podría ser el sistema para monitorear la temperatura de un proceso; el sensor y el acondicionamiento de señal producen una señal baja cuando la temperatura es inferior al nivel de seguridad y una señal alta cuando es superior a ese nivel. El flip-flop tiene una entrada alta. Cuando se aplica una entrada baja a la entrada CK y la entrada del sensor es baja, se enciende la luz verde. Cuando

Figura 5.27 Sistema de alarma.

la entrada del sensor se vuelve alta, se apaga la luz verde, se enciende la roja y suena la alarma. Para eliminar la alarma se aplica una señal alta en la entrada CK, pero la luz roja permanece encendida mientras la entrada del sensor sea alta. Para construir este sistema se puede emplear un 7474 y un circuito o circuitos integrados que contengan tres compuertas NAND.

5.4.5 Registros

Un **registro** es un conjunto de elementos de la memoria que sirve para guardar información hasta que se requiera. Se puede construir mediante flip-flops. Cada flip-flop guarda una señal binaria, es decir, un 0 o un 1. La Figura 5.28 muestra la configuración de un registro de 4 bits cuando se utilizan flip-flops D.

Figura 5.28 Registro.

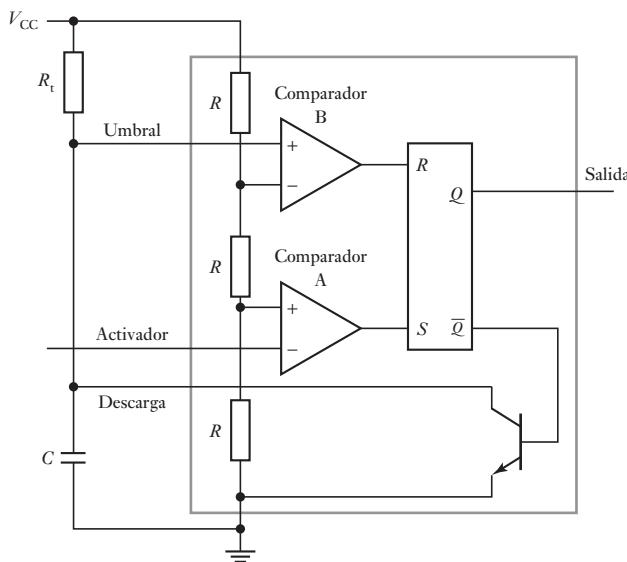
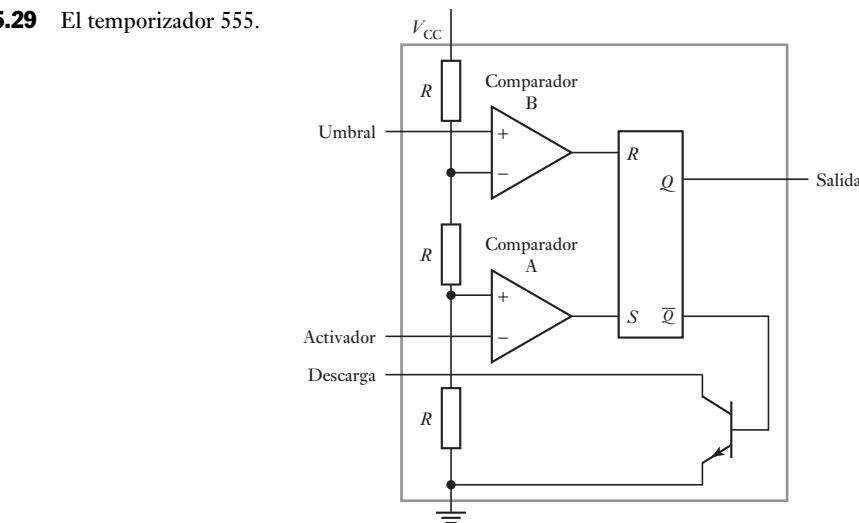
Cuando la señal de carga es 0, no se presenta ninguna entrada de reloj en los flip-flops D, por lo que no hay cambio en los estados de los flip-flops. Cuando la señal de carga es 1, las entradas pueden modificar los estados de los flip-flops. Mientras la señal de carga sea 0, los flip-flops conservarán los valores de sus estados anteriores.

5.4.6 El temporizador 555

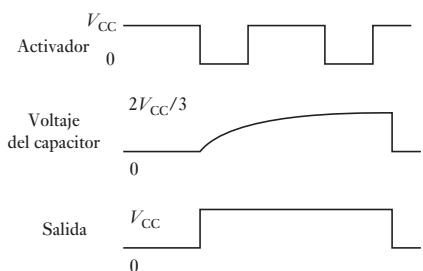
El chip temporizador 555 se utiliza ampliamente en circuitos digitales ya que puede ofrecer una amplia variedad de tareas de tiempo. Consiste en un flip-flop SR con alimentación de entrada por dos comparadores (Figura 5.29). Cada comparador tiene un voltaje de entrada que se deriva de una cadena potenciométrica de resistores de tamaño igual. De manera que el comparador A tiene una entrada de voltaje no inversor de $V_{CC}/3$ y el comparador B tiene una entrada inversora de $2V_{CC}/3$.

Un uso del temporizador 555 es un **multivibrador monoestable**, el cual es un circuito que generará un pulso sencillo con la duración del tiempo deseado cuando éste recibe una señal de activación. La Figura 5.30a) muestra cómo se conecta el tiempo para dicho uso. En un principio, la salida será baja

Figura 5.29 El temporizador 555.



a)



b)

Figura 5.30 Multivibrador monoestable.

con el transistor acortando el capacitor y las salidas de ambos comparadores bajos (Figura 5.30b)). Cuando el pulso de activación se va hacia abajo $V_{CC}/3$, el comparador de activación se va hacia arriba e instala el flip-flop. La salida es entonces alta, el transistor corta y el capacitor comienza a cargar. Cuando el capacitor alcanza $2V_{CC}/3$, el umbral de la comparación reajusta el flip-flop; restaurando así la salida hacia abajo y descarga el capacitor. Si el activador es pulsado mientras la salida es alta no tiene efecto. La longitud del pulso luego es el tiempo que le lleva al capacitor cargar arriba de $2V_{CC}/3$ y esto depende de su constante de tiempo, es decir; su valor de R_tC , y se da por la relación normal para que la carga del capacitor pese a una resistencia de $1.1R_tC$. Como ejemplo, considere el caso en el que una alarma antirrobo suena cuando la puerta se abre y el propietario de la casa no introduce el número clave requerido en 30 segundos. Si el circuito de la Figura 5.30 se usa con un capacitor de $1\text{ }\mu\text{F}$ luego R_t , necesitaría tener un valor de $30/(1.1 \times 1 \times 10^{-6}) = 27.3\text{ M}\Omega$.

Resumen

Con los **sistemas lógicos combinacionales**, la salida se determina por la combinación de las variables de entrada en un instante particular de tiempo. La salida no depende de dónde estuvieron con anterioridad las entradas. Donde un sistema requiere una salida que depende de los valores previos de las entradas, se requiere un **sistema de lógica secuencial**. La principal diferencia entre un sistema lógico combinacional es que el sistema lógico secuencial debe tener alguna forma de memoria.

Las familias que se encuentran con más frecuencia son **transistor-transistor lógico (TTL)**, **semiconductor complementario metal-óxido (CMOS)** y el emisor acoplado lógico (ECL) las cuales se han de diferenciar por sus niveles lógicos, inmunidad ante el ruido, apertura, fuente de alimentación de corriente o la acción de disminución de corriente, el tiempo de retardo de propagación y la disipación de potencia.

Un **decodificador** es un circuito lógico que se enfoca en sus entradas, determina qué número está ahí, y activa la salida correspondiente al número.

El **flip-flop** es un elemento de memoria básico que está hecho de un ensamble de compuertas lógicas y es un dispositivo lógico secuencial.

Un **registro** es un conjunto de elementos de memoria y se utiliza para mantener la información hasta que sea solicitada.

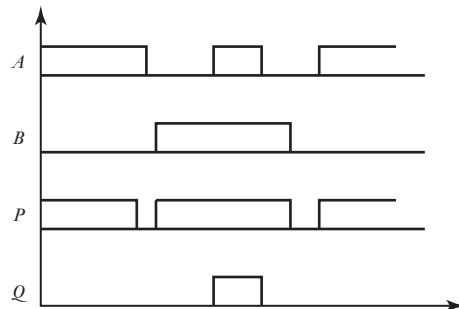
El chip **temporizador 555** consiste en un flip-flop SR con alimentador de entradas por dos comparadores.

Problemas

- 5.1 Explique qué compuertas lógicas podrían usarse para controlar las siguientes situaciones:
- El caso de los boletos en una máquina de boletos automática en una estación de ferrocarriles.
 - Un sistema de seguridad para la operación de una máquina herramienta.
 - Un interruptor de apagado cuando la temperatura del calentador alcanza, por ejemplo, 60° C y la bomba de circulación está apagada.
 - Una señal para empezar un movimiento de elevación cuando la puerta del ascensor se cierra y se ha presionado un botón para seleccionar el piso.

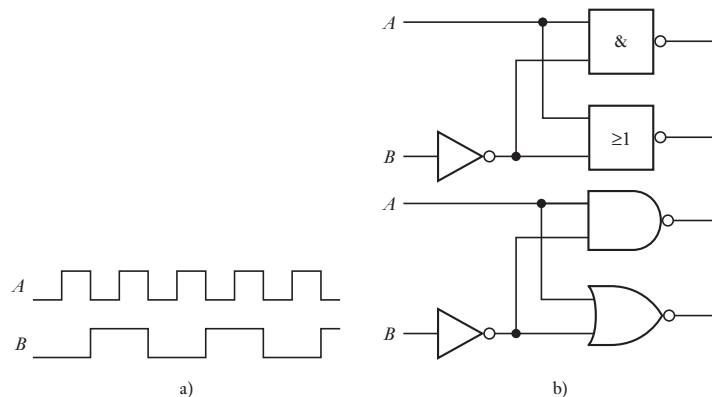
- 5.2 Para las señales de tiempo mostradas como A y B en la Figura 5.31, ¿cuál será la señal de salida si A y B son entradas para (a) una compuerta AND, (b) una compuerta OR?

Figura 5.31 Problema 5.2.



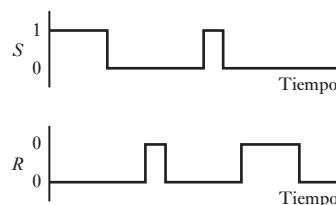
- 5.3 Se aplica una señal del reloj como una secuencia continua de pulsos a una compuerta lógica y dará salida sólo cuando una señal habilitada también se aplique a la compuerta. ¿Qué compuerta lógica puede usarse?
- 5.4 La entrada A se aplica directamente a una compuerta AND de doble entrada. La entrada B se aplica a una compuerta NOT y luego a una AND. ¿Qué condición de entradas A y B resultarán de una salida 1 desde la compuerta AND?
- 5.5 La Figura 5.32a) muestra las señales de entrada A y B aplicadas al sistema de compuerta que se muestra en la Figura 5.32b). Complete las ondas de salida que resultan de P y Q .

Figura 5.32 Problema 5.5.



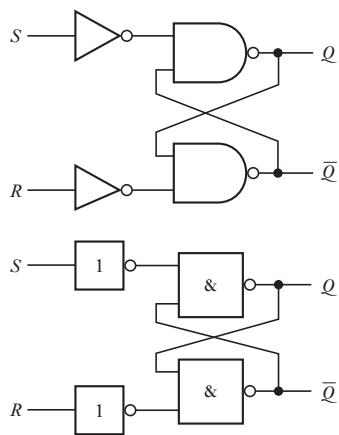
- 5.6 La Figura 5.33 muestra el diagrama de tiempos de las entradas S y R de un flip-flop RS. Complete añadiendo la salida Q .

Figura 5.33 Problema 5.6.



- 5.7 Explique cómo obtener un flip-flop RS con base en la configuración de la Figura 5.34.

Figura 5.34 Problema 5.7.





Capítulo seis

Sistemas de presentación de datos

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Explicar el problema del efecto de la carga en los sistemas de medición.
- Identificar los elementos de presentación de datos utilizados de manera común y describir sus características.
- Explicar los principios de grabación magnéticos y ópticos.
- Explicar los principios de las pantallas, en particular las de siete segmentos LED y las pantallas de matriz de puntos.
- Describir los elementos básicos de sistemas de adquisición de datos e instrumentos virtuales.

6.1

Pantallas

Este capítulo aborda la manera en la que deben de aparecer los datos en pantalla, por ejemplo, como dígitos en una pantalla LED o mostrados en una pantalla de computadora, y almacenados, por ejemplo, en un disco duro o un CD.

Los sistemas de medición consisten en tres elementos: sensor, acondicionador de señal y pantalla o elemento de presentación de datos (vea la sección 1.4). Existe una muy amplia variedad de elementos que se pueden usar para la presentación de datos. Se han clasificado de manera tradicional dentro de dos grupos: indicadores y grabadores. Los **indicadores** ofrecen una indicación visual instantánea de la variable de sensación mientras los **grabadores** registran la señal de salida sobre un periodo y ofrecen de manera automática un registro permanente.

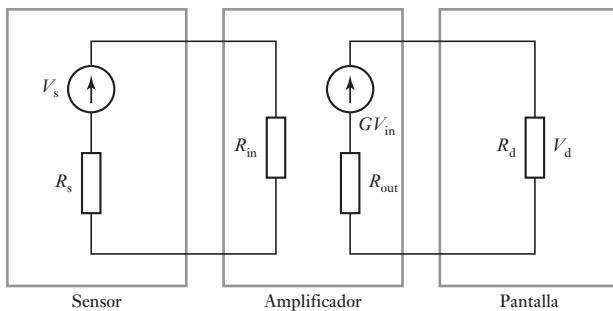
Este capítulo también puede ser considerado como el complemento de un grupo de capítulos que tienen que ver con los sistemas de medición, por ejemplo; sensores, acondicionamiento de señales y ahora pantalla, y de la misma manera, este capítulo sirve para reunir los artículos en una cantidad considerable de ejemplos de los sistemas de medición completos.

6.1.1 Efecto de la carga

Un punto general que tiene que tomarse en cuenta cuando se reúne cualquier sistema de medición es el **efecto de la carga**, por ejemplo, el efecto de conectar una carga a través de las terminales de salida de cualquier elemento de un sistema de medición.

Al conectar un amperímetro dentro de un circuito para realizar una medición de la corriente cambia la resistencia del circuito y por lo tanto el de la corriente actual. El hecho de intentar la medición modifica la corriente que se está midiendo. Cuando un voltímetro se conecta a un resistor, entonces de manera efectiva se ponen dos resistores en paralelo, y si la resistencia del voltímetro no es considerablemente más alta que la del resistor la corriente a través del resistor

Figura 6.1 Medición del efecto de carga.



cambia de manera notable y, por lo tanto, el voltaje que se está midiendo cambia. El hecho de intentar la medición ha modificado el voltaje que se estuvo midiendo. A dichas acciones se les conoce como efecto de la carga.

El efecto de la carga también puede ocurrir cuando la conexión de un elemento a otro modifica las características del elemento precedente. Considere, por ejemplo, un sistema de medición que consiste en un sensor, un amplificador y un elemento de pantalla (Figura 6.1). El sensor tiene una salida de circuito abierto de voltaje V_s y una resistencia R_s . El amplificador tiene una resistencia de entrada R_{entrada} . Ésta es, por lo tanto, la carga a través del sensor. De manera que, el voltaje de entrada desde el sensor está dividido, por ello, que la diferencia de potencial en esta carga y, por lo tanto, el voltaje de entrada V_{entrada} en el amplificador es

$$V_{\text{entrada}} = \frac{V_s R_{\text{entrada}}}{R_s + R_{\text{entrada}}}$$

Si el amplificador tiene un voltaje de ganancia G , entonces la salida de voltaje de circuito abierto desde éste será GV_{entrada} . Si el amplificador tiene una resistencia de salida de R_{salida} entonces el voltaje de salida desde el amplificador está dividido de manera que la diferencia de potencial V_d a través del elemento de pantalla, resistencia R_d , es

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{GV_{\text{entrada}} R_d}{R_{\text{salida}} + R_d} = \frac{GV_s R_{\text{entrada}} R_d}{(R_{\text{salida}} + R_d)(R_s + R_{\text{entrada}})} \\ &= \frac{GV_s}{\left(\frac{R_{\text{salida}}}{R_d} + 1\right)\left(\frac{R_s}{R_{\text{entrada}}} + 1\right)} \end{aligned}$$

Por lo tanto, si los efectos de la carga son insignificantes, se requiere: $R_{\text{salida}} \gg R_d$ y $R_s \gg R_{\text{entrada}}$.

6.2

Elementos para la presentación de datos

Esta sección es una breve visión general de los ejemplos de elementos para la presentación de datos que se usan con mayor frecuencia.

6.2.1 Medidores analógicos y digitales

El **medidor de bobina móvil** es un indicador analógico con un puntero que se mueve a través de una escala. El movimiento básico del instrumento es un microamperímetro de c.d. con derivadores, multiplicadores y rectificadores que

están en uso para convertirlo a otros intervalos de corriente directa y medición de corriente alterna y medición de corriente alterna, voltaje directo y voltaje alterno. Con corrientes y voltajes alternos, el instrumento es restringido a 50 Hz y 10 Hz. La precisión de tal medidor depende de algunos factores, entre ellos la temperatura, la presencia de campos magnéticos cercanos o materiales ferrosos, la forma en la que se conecta el medidor, la fricción de los cojinetes, imprecisiones en la escala que se hacen durante la fabricación, etc. Además, hay errores en la lectura del medidor; por ejemplo, errores de paralaje cuando se lee la posición del puntero contra la escala desde un ángulo que no sea directo en ángulos rectos a la escala y errores que surgen desde el cálculo de la posición del puntero entre las marcas de la escala. La precisión general por lo común es del orden de ± 0.1 a $\pm 5\%$. El tiempo que le lleva al medidor de bobina móvil alcanzar una flexión firme por lo general es de unos pocos segundos. La resistencia baja del medidor puede presentar problemas por efecto de la carga.

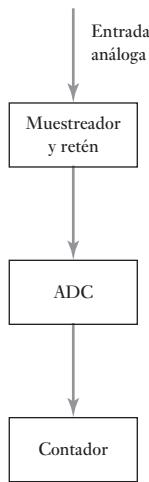


Figura 6.2 Principio del voltímetro digital.

Un **voltímetro digital** da en su lectura una secuencia de dígitos. Este tipo de exhibidor elimina los errores de paralaje e interpolación y su exactitud puede llegar a $\pm 0.005\%$. El voltímetro digital es en esencia una unidad de muestreo y retención conectada a un convertidor analógico o digital, y un contador que se encarga de contar la salida (Figura 6.2). Su resistencia es elevada, de orden de $10 \text{ M}\Omega$, por lo que sus efectos por carga son menos probables que en el medidor de bobina móvil cuya resistencia es mucho menor. Por ejemplo, si las especificaciones de un voltímetro digital indican “tasa de muestreo aproximada de 5 lecturas por segundo”, quiere decir que el voltaje de entrada se muestrea cada 0.2 s. Éste es el tiempo que el instrumento tarda en procesar la señal y obtener una lectura. Entonces, si el voltaje de entrada cambia a una tasa tal que se presenten cambios significativos en 0.2 s, es posible que la lectura del voltímetro tenga errores. La tasa de muestreo típica de un voltímetro digital económico es de 3 por segundo y tiene una impedancia de entrada de $100 \text{ M}\Omega$.

6.2.2 Grabadoras analógicas registradoras

Las grabadoras analógicas registradoras contienen datos registrados en papel hechos con tinta en plumas de punta de fibra robusta, mediante el impacto de un puntero que presiona una cinta de carbón contra el papel, mediante el uso de papel térmicamente sensible cuyos cambios colorean cuando un puntero caliente se mueve a través de éste, con un rayo de luz ultravioleta que cae en el papel sensible a éste y mediante un punzón de alambre de tungsteno moviéndose a través de la superficie de un papel especialmente recubierto, una fina capa de aluminio sobre la tinta coloreada, y la descarga eléctrica removiendo el aluminio sobre el tinte coloreado, y exponiendo el colorante. Muchas aplicaciones han sido sustituidas por instrumentos virtuales (vea más adelante en este capítulo).

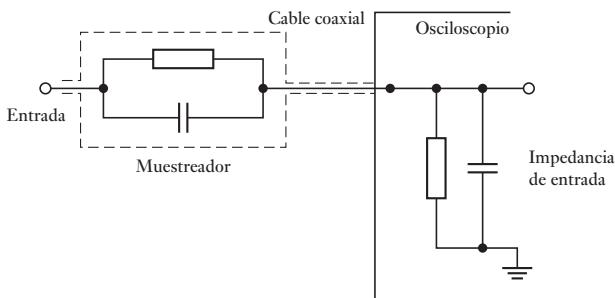
6.2.3 Osciloscopio de rayos catódicos

El osciloscopio de rayos catódicos es un instrumento para medición de voltaje con capacidad para desplegar señales de frecuencias muy elevadas. Un instrumento para propósito general puede responder a señales de hasta 10 MHz, en tanto que hay instrumentos más especializados que llegan a responder a señales de hasta 1 GHz. Con el osciloscopio de doble haz se pueden observar al mismo tiempo dos líneas de exploración en la pantalla mientras que los osciloscopios

con memoria guardan la línea de exploración en la pantalla después de que desaparece la señal de entrada; para quitar esta línea debe haber una acción de borrado deliberada. Los osciloscopios con memoria digital digitalizan la señal de entrada obtenida y la guardan en la memoria. Esta señal se puede analizar y manipular en la pantalla analógica del osciloscopio después de reconstruir la señal analógica. Es posible obtener registros permanentes de líneas de exploración con cámaras especiales conectadas directamente al osciloscopio.

Los osciloscopios de propósito general casi siempre tienen desviación vertical, es decir, desviación en el eje Y, y sensibilidades que varían entre 5 mV y 20 V por división de la escala. Para observar componentes de ca en presencia de voltajes de c.d. elevados, se puede conectar un capacitor de bloqueo a la línea de entrada. Cuando el amplificador funciona con ca, su ancho de banda por lo general va de 2 Hz a 10 MHz y cuando funciona con c.d., ese ancho va de c.d. a 10 MHz. La impedancia de entrada Y es por lo común de $1\text{ M}\Omega$, derivada con una capacitancia de 20 pF. Cuando un circuito externo se conecta en la entrada Y, los problemas debidos al efecto por la carga y a la interferencia pueden distorsionar la señal de entrada. Si bien es posible reducir la interferencia utilizando cable coaxial, la capacitancia de este cable y la punta de prueba respectiva pueden ser suficientes, en especial a bajas frecuencias, para introducir una impedancia más o menos pequeña a la impedancia de entrada del osciloscopio, con lo cual se crea un efecto por carga significativo. Existen diversos muestreadores que se pueden conectar al cable de entrada y cuyo diseño permite aumentar la impedancia de entrada y evitar el problema por efecto de la carga. Un muestreador de voltaje pasivo de uso frecuente es un atenuador 10 a 1 (Figura 6.3). Tiene una resistencia de $9\text{ M}\Omega$ y un capacitor variable en la junta del muestreador. Sin embargo, esto no sólo reduce el efecto capacitivo de la carga, sino también la sensibilidad de voltaje, por lo que es frecuente emplear una punta de prueba de voltaje que tenga un FET.

Figura 6.3 Muestreador de voltaje pasivo.



6.2.4 Unidad de presentación visual (pantalla)

Cada vez más se presentan datos usando una unidad de pantalla visual (VDU). Con una pantalla de tubo de rayos catódicos, la imagen en la pantalla se construye mediante el movimiento del punto formado por un haz electrónico en una serie de líneas escaneadas de manera horizontal, una después de la otra hacia abajo de la pantalla. La imagen se crea mediante la variación de la intensidad del punto en la pantalla a medida que cada línea se escanea. A esta pantalla en forma de trama se le conoce como **no entrelazada** (Figura 6.4a)). Para reducir los efectos de parpadeo se utilizan dos escaneos que recorren la pantalla hacia abajo y trazan una imagen completa. En el primer escaneo se trazan todas las líneas impares y en el segundo las líneas pares. A esta técnica se le llama **entrelazado** (Figura 6.4b)).

Figura 6.4 a) Pantalla no entrelazada, b) pantalla con escaneo entrelazado.

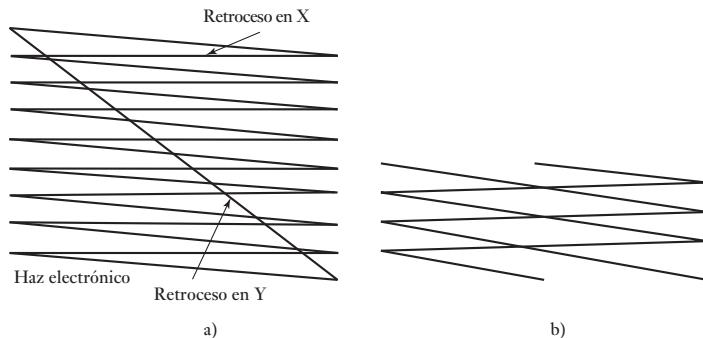
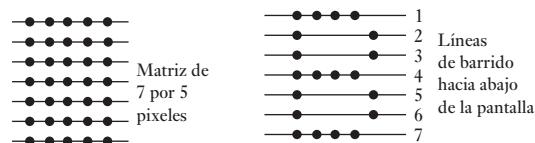


Figura 6.5 Carácter construido por una luz selectiva.

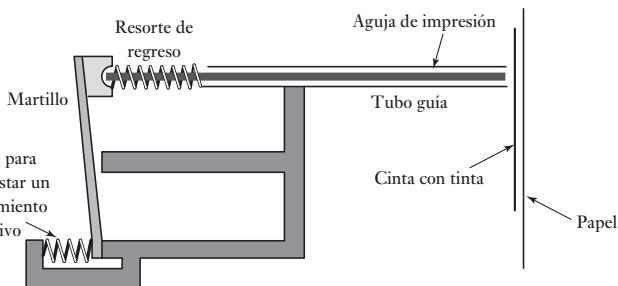


La pantalla de la unidad de presentación visual está recubierta con una gran cantidad de puntos de fósforo, estos puntos forman los **píxeles**. El término pixel denota al mínimo punto utilizable en una pantalla. Un carácter de texto o un diagrama se producen en la pantalla mediante la iluminación selectiva de estos puntos. La Figura 6.5 muestra cómo, para una matriz de 7 por 5, los caracteres se construyen por el haz electrónico que se mueve hacia abajo y en zigzag por la pantalla. Los datos de entrada de la VDU por lo general se expresan en formato **ASCII (American Standard Code for Information Interchange)** digital. Éste es un código de 7 bits, por lo que permite representar $2^7 = 128$ caracteres. Esta cantidad abarca todos los caracteres estándar de un teclado y algunas funciones, como RETORNO, que indica el final de una línea y el inicio de la siguiente. La Tabla 6.1 contiene una lista abreviada de este código.

Tabla 6.1 Código ASCII.

Carácter	ASCII	Carácter	ASCII	Carácter	ASCII
A	100 0001	N	100 1110	0	011 0000
B	100 0010	O	100 1111	1	011 0001
C	100 0011	P	101 0000	2	011 0010
D	100 0100	Q	101 0001	3	011 0011
E	100 0101	R	101 0010	4	011 0100
F	100 0110	S	101 0011	5	011 0101
G	100 0111	T	101 0100	6	011 0110
H	100 1000	U	101 0101	7	011 0111
I	100 1001	V	101 0110	8	011 1000
J	100 1010	W	101 0111	9	011 1001
K	100 1011	X	101 1000		
L	100 1100	Y	101 1001		
M	100 1101	Z	101 1010		

Figura 6.6 Mecanismo de la cabeza de impresión de matriz de puntos.



6.2.5 Impresoras

Las impresoras proporcionan un registro de datos en papel. Existen diversas versiones de impresoras: de matriz de puntos, de inyección de tinta/burbuja y láser.

La **impresora de matriz de puntos** tiene una cabeza de impresión (Figura 6.6) con 9 o 24 puntos en línea vertical. Cada punto se controla con un electroimán que al activarse impulsa el punto a la cinta entintada. Esto transfiere la tinta al papel que se encuentra detrás de la cinta. Los caracteres se forman cuando la cabeza de impresión se mueve sobre el papel en línea horizontal a la derecha e izquierda y proyecta los puntos adecuados.

La **impresora de inyección de tinta** utiliza una tinta conductora que pasa por una pequeña boquilla para producir un chorro de gotitas de tinta de diámetro y frecuencia constantes. En una modalidad de esta impresora se lanza una corriente constante de tinta que pasa por un tubo para formar finas gotitas mediante un cristal piezoelectrónico que vibra a una frecuencia de unos 100 kHz (Figura 6.7). Otra variante utiliza un pequeño calentador ubicado en la cabeza de impresión y en la cual hay tinta vaporizada en un tubo capilar, que produce burbujas de gas que impulsan gotas de tinta (Figura 6.8). En una versión más, cada gota de tinta se carga al pasar por un electrodo de carga; las

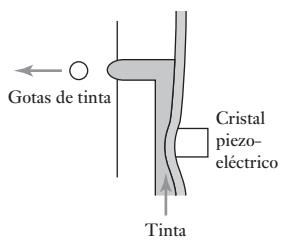
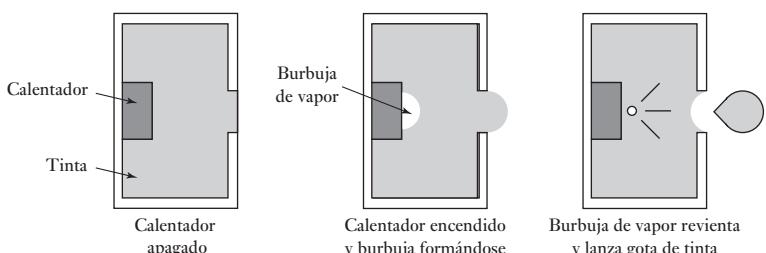


Figura 6.7 Producción de un flujo de gotas.

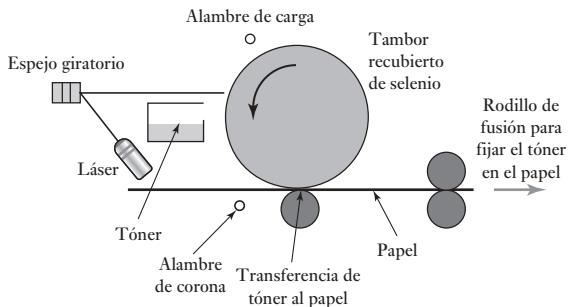
Figura 6.8 Principio de la inyección de burbuja.



gotas cargadas se desvían al pasar entre unas placas en las que se mantiene un campo eléctrico. En otra versión se usa un grupo vertical de boquillas y cada uno de los inyectores se activa o se desactiva, según se le indique. Con las impresoras de inyección de tinta se pueden producir impresiones de color usando tres sistemas de color distintos. Lo diminuto de las gotas es tal que permite lograr impresiones con una resolución de más de 600 puntos por pulgada.

La **impresora láser** tiene un tambor fotosensible recubierto de un material de selenio sensible a la luz (Figura 6.9). En la oscuridad, el selenio posee una alta resistencia y, en consecuencia, se carga al pasar cerca de un alambre de carga que tiene un alto voltaje. Con un haz luminoso se explora todo el

Figura 6.9 Elementos básicos de una impresora láser.



tambor usando un pequeño espejo giratorio de ocho lados. Cuando la luz incide en el selenio, su resistencia disminuye y no puede seguir cargado. Variando la brillantez del haz luminoso, los puntos del tambor se cargan y descargan. Conforme el tambor pasa por el recipiente del tóner (pigmento resinoso negro) las áreas cargadas atraen partículas de tóner que se adhieren a las áreas que no estuvieron expuestas a la luz, en tanto que no se produce adhesión en las áreas expuestas. El papel se carga pasándolo por otro alambre de carga, conocido como alambre de corona, de manera que cuando pasa cerca del tambor, atrae el tóner de éste. A continuación, las partículas de tóner se funden con un cilindro de fusión en caliente de manera que, una vez que pasan entre los rodillos, se adhieren con firmeza al papel. En la actualidad, las impresoras láser más comunes alcanzan una resolución de 1 200 puntos por pulgada.

6.3

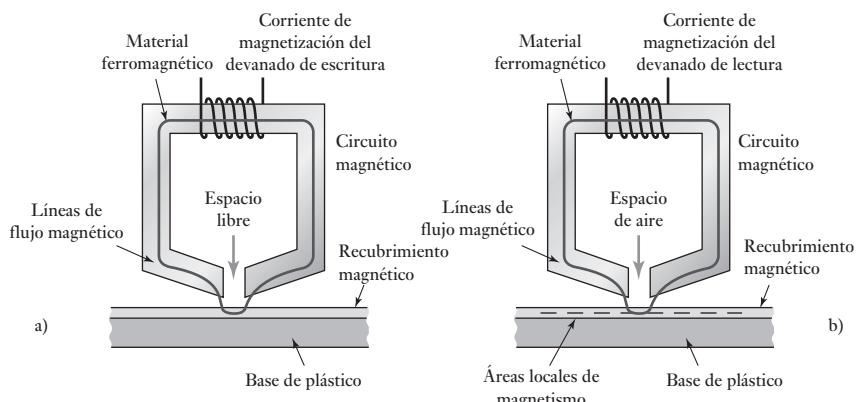
Grabación magnética

La grabación magnética se utiliza para guardar datos en discos flexibles y duros de las computadoras. El principio básico de su funcionamiento es que una cabeza de grabación, la cual responde a una señal de entrada, reproduce los patrones magnéticos correspondientes en una delgada capa de material magnético, y una cabeza de lectura produce una salida al convertir los patrones magnéticos del material magnético en señales eléctricas. Además de estas cabezas, el sistema requiere un sistema de transporte para mover de manera controlada el material magnético debajo de las cabezas.

La Figura 6.10a) muestra los elementos básicos de grabación, la cual consiste de un núcleo de material ferromagnético que tiene un espacio no magnético. Al alimentar señales eléctricas en el devanado enrollado en el núcleo, se produce un flujo magnético en el núcleo. La cercanía del plástico con cubierta magnética al espacio no magnético causa que el flujo magnético siga con facilidad una trayectoria a través del núcleo y esa parte del recubrimiento magnético que está en el espacio vacío. Cuando hay un flujo magnético que pasa por una región del recubrimiento magnético, éste se magnetiza de modo permanente. De esta manera se produce una grabación magnética a partir de la señal de entrada eléctrica. La inversión de la dirección de la corriente invierte la dirección del flujo.

La cabeza de reproducción (Figura 6.10b)) tiene una construcción similar a la de la cabeza de grabación. Al llenar el espacio vacío no magnetizado con una pieza de recubrimiento magnetizado, se induce un flujo magnético en el núcleo. Los cambios del flujo en el núcleo producen fem en el devanado enrollado alrededor del núcleo. Así, la salida producida por el devanado es una señal eléctrica relacionada con la grabación magnética del recubrimiento.

Figura 6.10 Principios básicos: a) de una cabeza de grabación magnética, b) de una cabeza de reproducción magnética.



6.3.1 Códigos de grabación magnética

En la grabación digital las señales se graban como una combinación codificada de bits. La celda de bits es la parte del recubrimiento magnético donde el magnetismo se satura por completo en una dirección o en la opuesta. La saturación se produce cuando el campo magnetizante aumenta a tal grado que el material magnético alcanza su máximo flujo magnético y todo incremento posterior en la corriente magnetizante ya no produce cambios.

Las celdas de bits de la superficie magnética son semejantes a las que muestra la Figura 6.11. Una forma evidente de poner datos en el material magnético es el uso del flujo magnético en una dirección para representar a 0 y en la dirección opuesta a 1. Sin embargo, es necesario leer cada celda y, por lo tanto, se requieren puntos de sincronización exactos para indicar con claridad cuándo debe realizarse el muestreo. Si para producir las señales de sincronización se utiliza un temporizador externo pueden surgir algunos problemas, como un desacoplamiento entre las señales de sincronización y la velocidad con que se desplaza la superficie magnética debajo de la cabeza, lo cual podría causar que no se leyera una celda o, incluso, que se leyera dos veces. La sincronización es esencial. Ésta se logra utilizando las mismas celdas para generar las señales para tomar muestras. Un método es usar transiciones de la superficie magnética, transiciones que van de la saturación en una dirección a la saturación en la otra; es decir, sitios donde la diferenciación entre los dos bits es del todo evidente, para realimentar la temporización de la generación de señales a fin de ajustarlas para que estén en sincronización con las celdas de bits.

Si las inversiones de flujo no ocurren con la frecuencia suficiente, este método de sincronización podría ocasionar errores. Una manera de solucionar este problema es usar otra forma de codificación. Los siguientes son algunos de los métodos utilizados:

1. Sin retorno a cero (NRZ)

Con este sistema el flujo se graba en una cinta para la cual la ausencia de cambio de flujo representa un 0 y el cambio 1 (Figura 6.12a)). Sin embargo, este sistema no tiene autosincronización.

2. Codificación en fase (PE)

La grabación por modulación en fase tiene la ventaja de poseer autosincronización y no requiere señales de temporización externa. Cada celda se divide en dos; una mitad tiene flujo de saturación positiva y la otra flujo

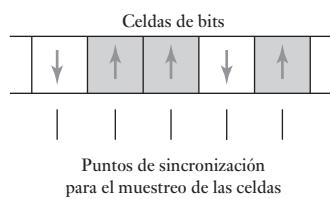
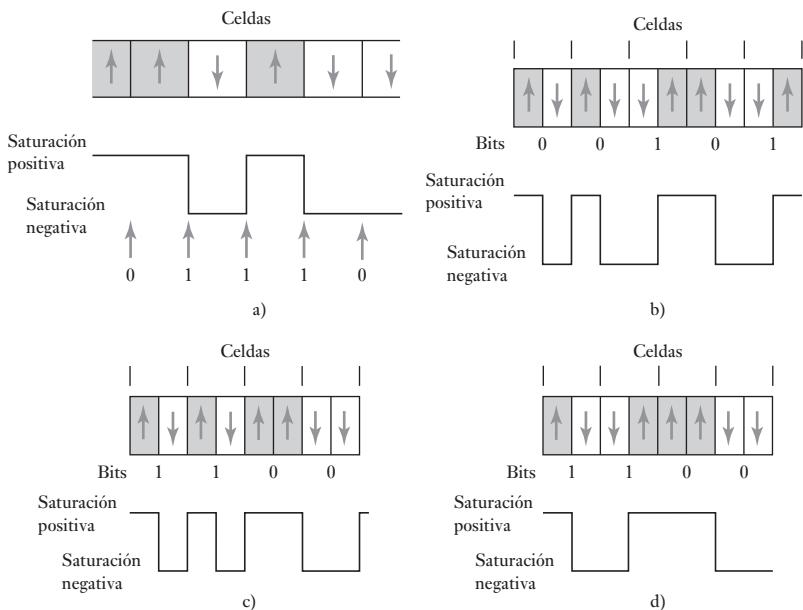


Figura 6.11 Celdas de bits.

Figura 6.12 Grabación:

- a) sin retorno a cero,
- b) codificación en fase
- c) modulación en frecuencia,
- d) modulación en frecuencia modificada.



de saturación negativa. El dígito 0 se graba como la saturación positiva de medio bit, seguido de una saturación negativa de medio bit; el dígito 1 se representa por la saturación negativa de medio bit seguida por la saturación positiva de otro medio bit. La transición de media celda de positivo a negativo indica un 0 y la transición de negativo a positivo representa un 1 (Figura 6.12b)).

3. Modulación en frecuencia (FM)

Tiene autosincronización y es similar a la grabación por modulación en fase, sólo que siempre se produce una inversión de la dirección del flujo al inicio de una celda (Figura 6.12 c)). Para un bit 0 no hay inversión de flujo adicional a lo largo de la celda; en cambio, para el 1 sí la hay.

4. Modulación en frecuencia modificada (MFM)

Es una modificación del código de modulación en frecuencia. La diferencia consiste en que la inversión del flujo al inicio de cada código de bit sólo se presenta si la corriente y el bit anterior fueron 0 (Figura 4.19). Esto significa que sólo es necesaria una inversión de flujo por cada bit. Esto y el código de corrida limitada en longitud son los códigos que en general se utilizan en los discos magnéticos.

5. Corrida limitada en longitud (RLL)

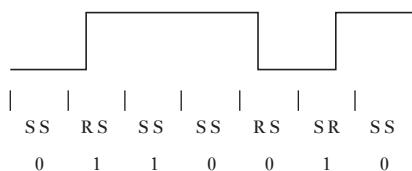
Éste es un grupo de códigos de autosincronización que especifican una distancia mínima y una máxima, es decir, la corrida entre una y otra inversión de flujo. La corrida máxima es lo suficientemente breve para garantizar que las inversiones de flujo sean frecuentes como para que el código sea autosincronizador. Una forma común de este código es el RLL_{2,7} donde el 2,7 indica que la distancia mínima entre las inversiones de flujo debe ser 2 bits y la máxima 7. La secuencia de los códigos es una secuencia de códigos S y de códigos R. En el código S, o código de espacio, no hay inversiones de flujo, mientras que en un código R, un código de inversión, ésta se produce durante el bit. Dos códigos S o R se usan para representar cada

bit. Los bits se agrupan por secuencias 2, 3 y 4 bits y a cada grupo se le asigna un código. Los códigos son:

Secuencia de bits	Secuencia de código
10	SRSS
11	RSSS
000	SSSRSS
010	RSSRSS
011	SSRSSS
0010	SSRSSRSS
0011	SSSSRSSS

La Figura 6.13 muestra la codificación de la secuencia 0110010, la cual se ha desglosado en grupos 011 y 0010, por lo que se representa por SSRSSSSRSSRSS. Por lo menos hay dos códigos S entre los códigos R y no puede haber más de siete códigos S entre los códigos R.

Figura 6.13 Código RLL.



El código óptimo es el que permite el empaquetado de bits lo más cerca posible uno del otro y que se puede leer sin error. Las cabezas de lectura localizan las inversiones con bastante facilidad, aunque no deben estar muy cerca entre sí. El código RLL tiene la ventaja de ser más compacto que otros códigos: el PE y el FM ocupan la mayor parte del espacio; MFM y NRZ ocupan el mismo espacio. La desventaja del NRZ es que, a diferencia de otros códigos, no tiene autosincronización.

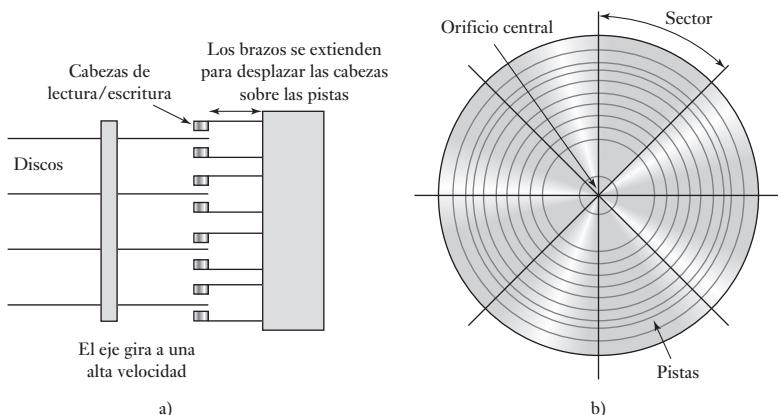
6.3.2 Discos magnéticos

El grabado digital a menudo se lleva a cabo en un disco duro. Los datos digitales se guardan en la superficie del disco en círculos concéntricos denominados pistas; un disco tiene muchas pistas. Para cada superficie de disco se utiliza una cabeza de lectura/escritura; mediante un actuador mecánico, las cabezas se desplazan hacia delante y hacia atrás para acceder a las diferentes pistas. El actuador hace girar al disco y las cabezas de lectura/escritura leen o escriben datos en una pista. Los discos duros (Figura 6.14a)) son unidades selladas con datos almacenados en la superficie del disco a lo largo de los círculos concéntricos. En un disco duro hay varios de estos discos; los datos quedan guardados en los recubrimientos magnéticos de ambas caras de los discos. Éstos giran a alta velocidad y se accede a las pistas desplazando las cabezas de lectura/escritura. En estos discos se pueden guardar grandes cantidades de datos y en la actualidad es común contar con capacidades de memoria de varios gigabytes.

La superficie del disco se divide en sectores (Figura 6.14b)) y la unidad de información del disco tiene una dirección que consiste en un número de pista y otro de sector. Por lo común, en un disco flexible hay entre 8 y 18 sectores

Figura 6.14 Disco duro:

a) arreglos de discos, b) pistas y sectores.



y casi 100 pistas; en un disco duro puede haber hasta 2000 pistas por superficie y 32 sectores. Para localizar datos, la cabeza se mueve sobre la pista requerida; el tiempo que tarda es el **tiempo de búsqueda**; la cabeza espera allí hasta que el segmento buscado pasa por abajo, tiempo que se llama **tiempo de espera**. A fin de identificar una dirección es necesario que la información se haya grabado en el disco, lo que permitirá identificar segmentos y pistas. La escritura de esta información se conoce como **formateo** y se realiza antes de guardar los datos en un disco. La técnica que en general se utiliza es guardar esta información de la ubicación en las pistas para que al guardar los datos la secuencia de información de una pista se convierta en

Marcador del índice:

encabezado del sector 0, datos del sector 0, registro del sector 0, encabezado del sector 1, datos del sector 1, registro del sector 1, encabezado del sector 2, datos del sector 2, registro del sector 2, etcétera.

El marcador del índice contiene el número de pista y el encabezado del sector identifica al sector. El registro del sector contiene información, por ejemplo, una verificación de redundancia cíclica que se usa para verificar que la lectura de un sector sea la correcta.

6.4 Grabación óptica

Al igual que los discos magnéticos, los CD-ROM almacenan datos en sus pistas. A diferencia de un disco magnético, el cual tiene una serie de pistas concéntricas, un CD-ROM tiene una pista en espiral. La superficie de grabación está revestida con aluminio y es altamente reflejante. La información entonces se almacena en una pista de alrededor de $0.6 \mu\text{m}$ de ancho como una serie hoyos de grabados dentro de la superficie al enfocar la luz de un láser en un rayo de cerca de $1 \mu\text{m}$ de diámetro, y esto da como resultado que la luz se refleje fuertemente o no dependiendo si golpea un hoyo o un área sin depresión. Por lo tanto, los datos se leen como una secuencia de pulsos de luz reflectados y no reflejados.

La grabación óptica emplea métodos de codificación similares a los utilizados con la grabación magnética, por lo general se usa la codificación RLL. Debido a que la grabación óptica puede corromperse con mucha facilidad por rasguños o polvo que obstruya el rayo láser en uso para lectura, se tienen que utilizar métodos para detectar y corregir errores. Uno es el **control de paridad**.

Con este método, grupos de bits son aumentados con un bit de paridad extra el cual está instalado en 0 o 1, de manera que el número total de 1 bits en un grupo es ya sea un número impar o par. Cuando se lee la información, si uno de los bits ha sido corrompido, luego el número de bits habrá cambiado y esto será detectado como un error.

6.5**Pantallas o displays**

Muchos sistemas de presentación visual usan indicadores luminosos para mostrar un estado encendido-apagado, o para proporcionar un display alfanumérico. El término **alfanumérico** es la contracción de los términos alfabetico y numérico y describe la presentación visual de letras del alfabeto y números del 0 al 9 con puntos decimales. Una modalidad de estos displays cuenta con siete segmentos de ‘luz’ para generar los caracteres alfábéticos y numéricos. La Figura 6.15 muestra los segmentos y la Tabla 6.2 cómo utilizar una entrada de código binario de 4 bits para generar impulsos y activar diversos segmentos.

Existe un formato que utiliza una matriz de puntos de 7 por 5 o de 9 por 7 (Figura 6.16). Los caracteres se generan mediante la activación de los puntos correspondientes.

Los indicadores de luz para tales pantallas pueden ser lámparas de neón, lámparas incandescentes, diodos de emisión de luz (LEDs) o pantallas de cristal líquido (LCD). Las lámparas de neón necesitan voltajes altos y corrientes bajas y pueden ser potencializadas directamente desde los principales voltajes pero sólo pueden usarse para dar una luz roja. Las lámparas incandescentes se pueden utilizar con una amplia gama de voltajes pero necesitan una corriente comparativamente alta. Emiten luz blanca así que utilizan lentes para generar cualquier color requerido. La principal ventaja es su brillo.

Figura 6.15 Display de siete segmentos.



Tabla 6.2 Display de siete segmentos.

Entrada binaria				a	b	c	d	e	f	g	Número desplegado
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	1
0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	2
0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	3
0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	4
0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	5
0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	6
0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	7
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	8
1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	9

Figura 6.16 Display de matriz de puntos de 7 por 5.

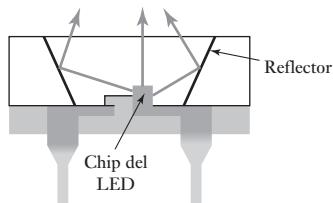
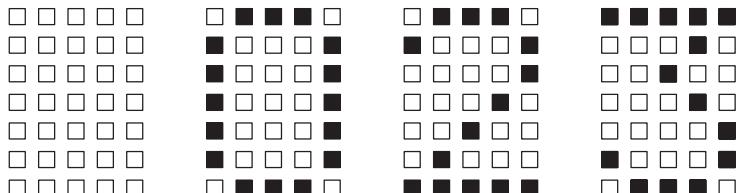


Figura 6.17 LED.

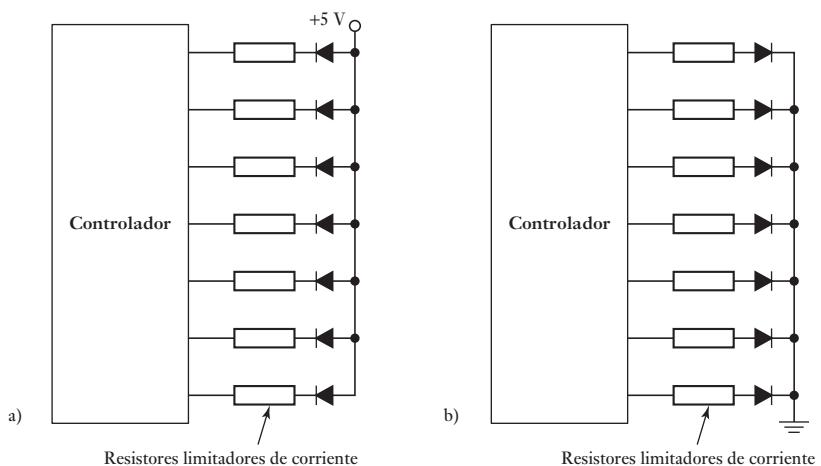
Los LEDs requieren bajos voltajes y bajas corrientes además de que son baratos. Estos diodos cuando están polarizados de forma directa emiten luz sobre una determinada banda de longitud de onda. La Figura 6.17 muestra la forma básica de un LED, la luz emitida desde el diodo es elevada en una dirección por medio de reflectores. Los materiales para LED que se usan comúnmente son arseniuro de galio, fosfuro de galio y aleaciones de arseniuro de galio con fosfuro de galio. Los LEDs que se utilizan con mayor frecuencia pueden dar colores rojo, amarillo o verde. Con sistemas basados en microprocesador, los LEDs son la forma más común de indicador que se usa.

Por lo general se requiere una resistencia de corriente limitada con un LED para limitar la corriente por debajo de la corriente máxima tasada cerca de 10 a 30 mA. Es característico que un LED pueda dar a través de él una caída de voltaje de 2.1V cuando la corriente está limitada a 20 mA. Así cuando, por ejemplo, se aplica una salida de 5V, se tiene que dejar caer 2.9V a través de una resistencia en serie. Esto significa que se requiere de una resistencia de $2.9/0.020 = 145 \Omega$ y por lo tanto es probable que se use un resistor estándar de 150 Ω . Algunos LEDs cuentan con construcciones de resistencias de manera que puedan estar conectados directamente a sistemas de microprocesadores.

Los LEDs están disponibles como displays de luz sencillos, de siete y 16 segmentos de pantallas alfanuméricas, formato de matriz de puntos y en forma de gráfica de barras.

La Figura 6.18a) muestra cómo siete LEDs, para dar los siete segmentos de una pantalla de la forma mostrada en la Figura 6.16, pueden ser conectados a un conductor de manera que cuando una línea se baja, se aplica un voltaje y el LED en esa línea es encendido. El voltaje tiene que estar por arriba de un valor de ‘encendido’ antes de que el LED emita una luz significativa; los voltajes de encendido comunes están alrededor de 1.5 V. A dicho arreglo se le

Figura 6.18 a) Conexión de ánodo común para LEDs, b) cátodo común.

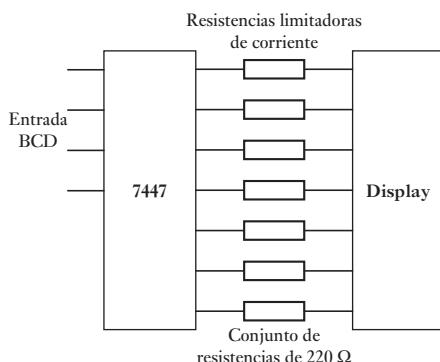


conoce como el **ánode común** de la conexión ya que todos los ándodos LED se conectan juntos. Un arreglo alternativo es el **cátodo común** (Figura 6.18b). Los elementos en la forma del ánode común son hechos activos por la entrada que va hacia abajo, en el tipo de cátodo común al ir alto. El ánode común es la elección usual ya que la dirección del flujo de corriente y el tamaño de la corriente implicada por lo general son las más apropiadas.

Algunos ejemplos de dichos tipos de pantalla son las de siete segmentos de 7.6 mm y pantallas de alta intensidad de 10.9 mm de Hewlett Packard las cuales están disponibles en la de forma ánode común o de cátodo común. Además de los siete segmentos para formar los caracteres, hay un punto decimal a la derecha o izquierda. Al iluminar diferentes segmentos de la pantalla, se pueden formar una amplia gama de números y un rango pequeño de caracteres alfabéticos.

A menudo la salida desde el controlador no es la forma normal binaria sino **Código Binario Decimal** (BCD) (vea el Apéndice B). Con el BCD, cada dígito decimal se codifica de forma separada en binario. Por ejemplo, el número decimal 15 tiene el 1 codificado como 0001 y el 5 como 0101 para dar el código binario decimal de 0001 0101. La salida del controlador, por lo tanto, debe ser decodificada en el formato requerido para la pantalla LED. El 7447 es un decodificador común para controlar pantallas (Figura 6.19).

Figura 6.19 Decodificador con display de siete segmentos.



La Figura 6.20 muestra la forma básica usada para una pantalla LED de matriz de 5 por 7 puntos. El arreglo consiste de cinco conectores de columna, cada uno conecta los ándodos de siete LEDs. Cada hilera conecta los cátodos de cinco LEDs. Para encender un LED particular, la energía se aplica a su columna y su hilera está aterrizada. Esta pantalla permite la producción de todos los caracteres ASCII.

6.5.2 Pantallas de cristal líquido

Las **pantallas de cristal líquido** no producen luz por sí mismas, pero reflejan o transmiten luz. El cristal líquido es un compuesto de largas moléculas en forma de varilla que está entre dos placas de polímero que contienen surcos microscópicos. Los surcos de las hojas superior e inferior están a 90° entre sí. Las moléculas del cristal líquido se alinean con los surcos del polímero y dan un leve giro para quedar a 90° entre ellos (Figura 6.21).

Cuando una luz polarizada en un plano incide en el cristal líquido, su plano de polarización gira conforme pasa por el material. Al quedar entre dos placas de polarizador, cuyas direcciones de transmisión están en ángulo recto, el giro permite la transmisión de la luz y el material líquido se ilumina.

Figura 6.20 Display de matriz de puntos.

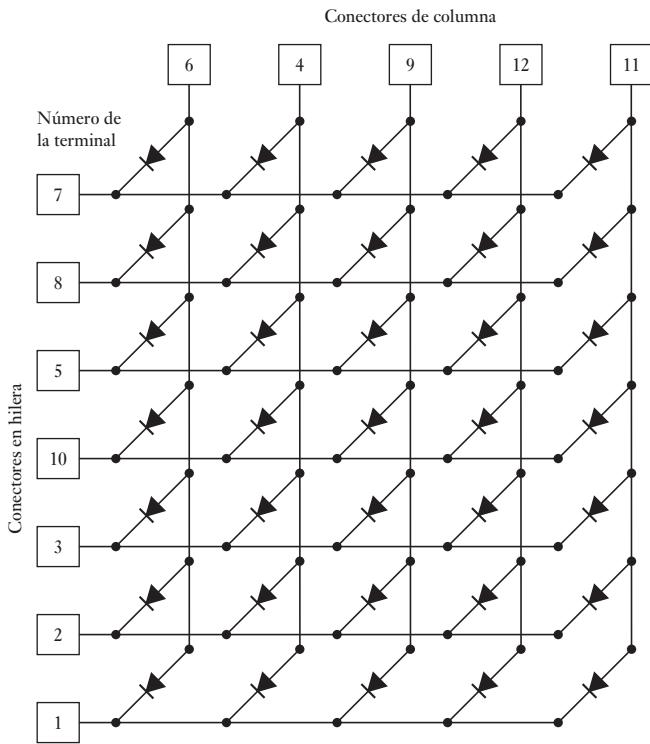
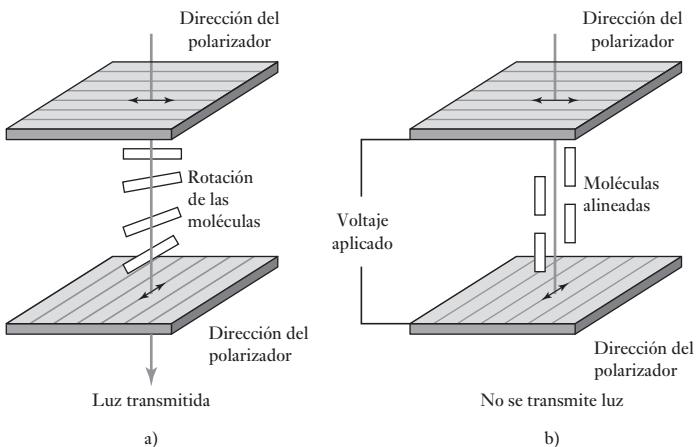


Figura 6.21 Cristal líquido:
a) sin campo eléctrico, b) con campo eléctrico.



En cambio, si se aplica un campo eléctrico a través del material, las moléculas se alinean con este campo y la luz que pasa por el polarizador superior no gira y no puede llegar al polarizador inferior, por lo que al final la luz es absorbida. El material, entonces, aparece oscuro.

Este arreglo se coloca entre dos placas de vidrio que contienen electrodos transparentes en la forma que se requiere desplegar. Un display de LED puede ser transmisor o reflector. En el caso del display transmisor la pantalla recibe iluminación desde la parte posterior. Cuando la rotación del plano de polarización permite que la luz se transmita la pantalla se ilumina; de lo contrario permanece oscura. En el display reflector hay una superficie de reflexión detrás de los cristales, de manera que cuando la luz incide en ella

pasa través del display, se refleja detrás y de ese modo en el display aparece la luz. Cuando la luz que incide no puede pasar a través del display, éste se ve oscuro.

Los LCDs están disponibles en muchos segmentos de capas, inclusive en un display de siete segmentos semejante al display LED de siete segmentos. La aplicación de voltajes a los diversos elementos del display hace que donde no hay campo eléctrico en ellos aparezca negro contra el display más claro. Para encender un segmento, se utiliza un campo eléctrico de c.a. de unos 3 a 12 V. El voltaje controlador no debe ser de c.d. sino de c.a. dado que los voltajes de c.d. generan reacciones que destruyen los cristales. Los LCD tiene una respuesta en tiempo relativa, por lo común de 100 a 150 ms. Su consumo de potencia es bajo.

Los LCD también están disponibles como displays de matriz de puntos; incluso, como módulos de LCD con displays de una o más filas de caracteres, por ejemplo se cuenta con un display de dos filas de 40 caracteres.

Se cuenta con controladores de circuitos integrados para controlar LEDs. Así, el MC14543B se puede emplear para un display de LCD de siete segmentos. Los controladores se utilizan para cuando la entrada está en código BCD. Un display de matriz de puntos de 5×8 se puede controlar mediante el controlador MC145000. Hay displays combinados con controladores. Por ejemplo, el LM018L de Hitachi es un módulo LCD del tipo reflector de 40 caracteres \times 2 líneas con un controlador integrado HD44780 el cual proporciona un rango de características, incluyendo un 192 de caracteres de 5×7 puntos más 8 caracteres de usuario definido y por tanto se puede hacer una interfase directa con un microprocesador de 4 u 8 bits.

Los LED son la forma de display que se utilizan en aparatos operados por baterías como los teléfonos celulares, lavadora y calculadoras.

6.6

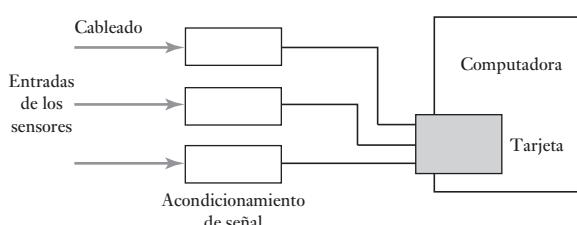
Sistemas de adquisición de datos

El término **adquisición de datos** (DAQ) suele usarse con frecuencia en sistemas en cuyas entradas desde los sensores están convertidas a la forma digital para procesamiento, análisis y exhibición en una computadora. Por lo tanto, los sistemas contienen: sensores, cableado para conectar los sensores para el acondicionamiento de señal para llevar a cabo tal vez la filtración y la amplificación, la adquisición de datos del hardware para desempeñar funciones como conversión de entrada a formato digital y conversión de señales de salida al formato análogo para los sistemas de control, la computadora y el software de adquisición de datos. El software lleva a cabo análisis de las señales de entrada digitales. Dichos sistemas están también diseñados para ejercer funciones de control.

6.6.1 Computadora con tarjetas con clavijas

La Figura 6.22 muestra los elementos básicos de un sistema de adquisición de datos que utiliza tarjetas con clavijas con una computadora para el hardware de adquisición de datos. El acondicionamiento de señal anterior a las entradas de la

Figura 6.22 Sistema de adquisición de datos.



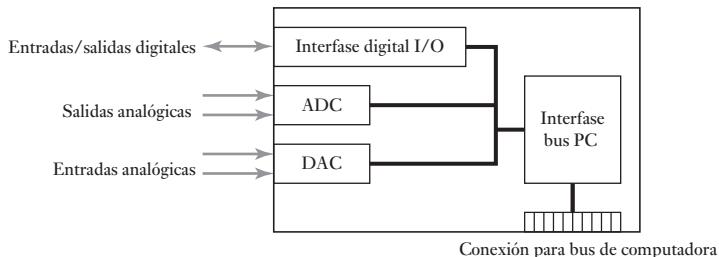
tarjeta depende de los sensores involucrados, es decir, éste puede ser para termopares: amplificación, compensación de juntas frías y linealización; para galgas extensométricas: puente de Wheatstone, suministro de voltaje para el puente y linealización; para RTDs: suministro de corriente, circuitería y linealización.

Al seleccionar el tablero DAQ para usar los siguientes criterios se debe tomar en cuenta:

1. ¿Qué tipo de sistema de software de computadora se está usando, es decir, Windows, MacOS?
2. ¿Qué tipo de conector es el conectado al tablero, es decir, PCMCIA para laptops, Nubus para MacOS, PCI?
3. ¿Cuántas entradas análogas se requerirán y cuáles son sus rangos?
4. ¿Cuántas entradas digitales se requerirán?
5. ¿Qué resolución será requerida?
6. ¿Cuál es la velocidad de muestreo mínima requerida?
7. ¿Se requiere alguna señal de tiempo y conteo?

La Figura 6.23 muestra los elementos básicos de un tablero DAQ. Algunos tableros serán designados sólo para manejar entradas/salidas análogas y otras entradas/salidas digitales.

Figure 6.23 Elementos de tablero DAQ.



Todos los tableros DAQ usan **conductores**, software suministrado por lo general por el fabricante del tablero con un tablero, para comunicar con la computadora y decirle qué ha sido insertado y cómo puede la computadora comunicarse con el tablero. Antes de que se pueda usar un tablero, se deben establecer tres parámetros. Estas son las direcciones de los canales de entrada y salida, el nivel de interruptor y el canal a ser usado para el acceso de memoria directo. Con los tableros ‘plug and play’ para uso con el software Windows, estos parámetros son instalados por el software; de otra manera, los microinterruptores deben ser instalados en la tarjeta de acuerdo con las instrucciones en el manual provisto con el tablero.

La aplicación del software puede usarse para ayudar en el diseño de los sistemas de medición y los análisis de datos. Como ejemplo del tipo de software de aplicación disponible, LabVIEW es un paquete de software de programación gráfica desarrollado por National Instruments para la adquisición de datos y control de instrumento. Los programas de LabVIEW son llamados **instrumentos virtuales** porque en apariencia y operación imitan instrumentos reales. Un instrumento virtual cuenta con tres partes: un panel frontal que es la interfase de usuario interactiva y simula el panel frontal de un instrumento que contiene control de mandos, botones para presionar y displays gráficos; un diagrama de bloque que es el código fuente para el programa con la programación hecha de manera gráfica al dibujar líneas entre los puntos de conexión en los iconos seleccionados en la pantalla de la computadora, y representación como ícono y conector que puede ofrecer una representación gráfica del instrumento virtual si éste es requerido para su uso en otros diagramas de bloque.

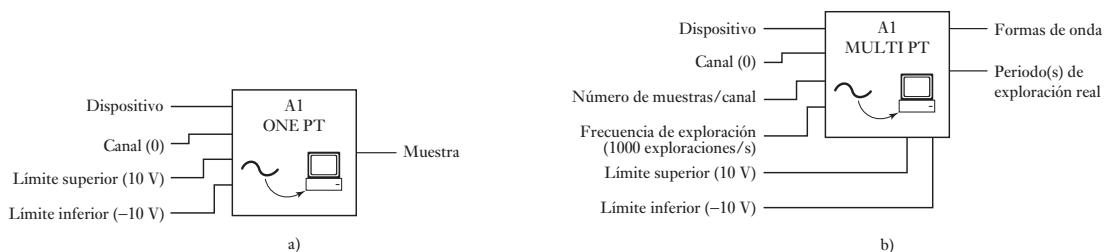


Figura 6.24 Icono de entrada analógica: a) entrada sencilla, b) para muestreo desde una cantidad de canales.

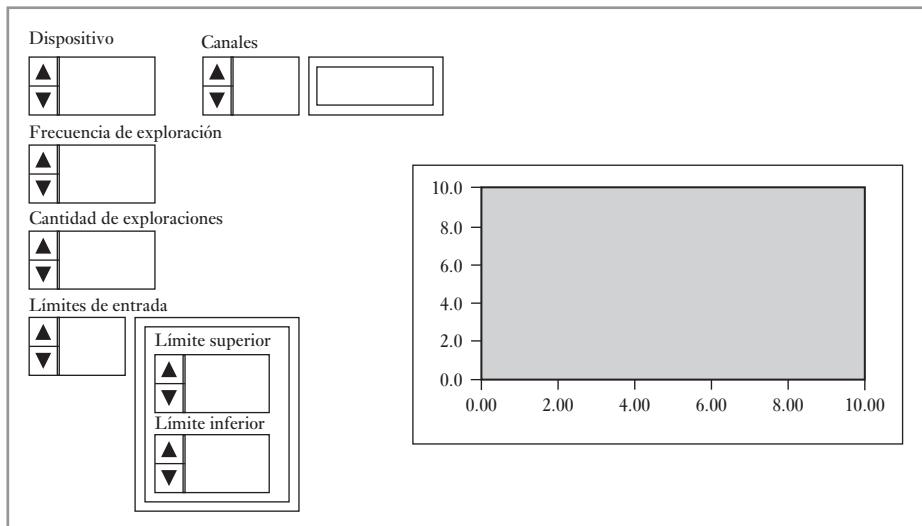
La Figura 6.24a) muestra el ícono seleccionado para un instrumento virtual donde una muestra analógica se obtiene desde un canal de entrada específico, una vez seleccionado el ícono desde la paleta de Entrada Analógica. El ‘dispositivo’ es el número de dispositivo asignado al tablero de DAQ, el ‘canal’ es la fuente de los datos, una ‘muestra’ es una conversión analógica a digital, y ‘límite alto’ y ‘límite bajo’ son los límites de voltaje que se espera para la señal (el predeterminado es +10V y -10 V y al cambiar estos valores automáticamente cambia la ganancia del amplificador en el tablero de DAQ).

Si queremos una forma de onda para cada canal en una cuerda de canal designada luego el ícono mostrado en la Figura 6.24b) puede ser seleccionado. Para cada canal de entrada se requiere un juego de muestras sobre un periodo, a una velocidad de muestreo específica, y da una onda de salida que muestra cómo la cantidad analógica varía con el tiempo.

Al conectar otros íconos, por decir, el ícono de arriba, un diagrama de bloque se puede construir y puede tomar las entradas desde una cantidad de canales analógicos, muestreándolos en secuencia y desplegando los resultados como una secuencia de gráficos. El tipo de pantalla de panel frontal que tal vez se tiene para una muestra de adquisición DAQ y pantalla se muestra en la Figura 6.25. Al usar las flechas de arriba y de abajo los parámetros pueden cambiarse y se puede observar la pantalla resultante.

Los instrumentos virtuales tienen una gran ventaja sobre los instrumentos tradicionales en los que el vendedor de un instrumento tradicional determina sus características e interfase mientras que con un instrumento virtual todos estos pueden definirse por el usuario y fácilmente cambiarse.

Figura 6.25 Panel frontal.



6.6.2 Registradores de datos

El término **registradores de datos** se usa para los sistemas DAQ que se pueden usar desde una computadora. Una vez instalado el programa por una computadora, puede ponerse en una tarjeta de memoria la cual puede ser insertada dentro de un registrador o hacer que alguien baje el programa a ésta desde una computadora, permitiéndole así llevar a cabo las funciones DAQ requeridas.

La Figura 6.26 muestra algunos elementos básicos de un registrador de datos. Dicha unidad puede monitorear las entradas desde una gran cantidad de sensores. Las entradas desde los sensores individuales, después de un acondicionamiento de señal adecuado, son alimentados dentro del multiplexor. El multiplexor se utiliza para seleccionar una señal que luego es alimentada, después de la amplificación, al convertidor analógico a digital. La señal digital luego es procesada mediante un microprocesador. El microprocesador es capaz de desempeñar operaciones aritméticas sencillas, tal vez tomando el promedio de un número de mediciones. La entrada desde el sistema puede ser desplegada en un medidor digital que indica la salida y el número de canal, que se usa para dar un registro permanente con una impresora, almacenado en un disco suave o quizás transferido a una computadora para análisis.

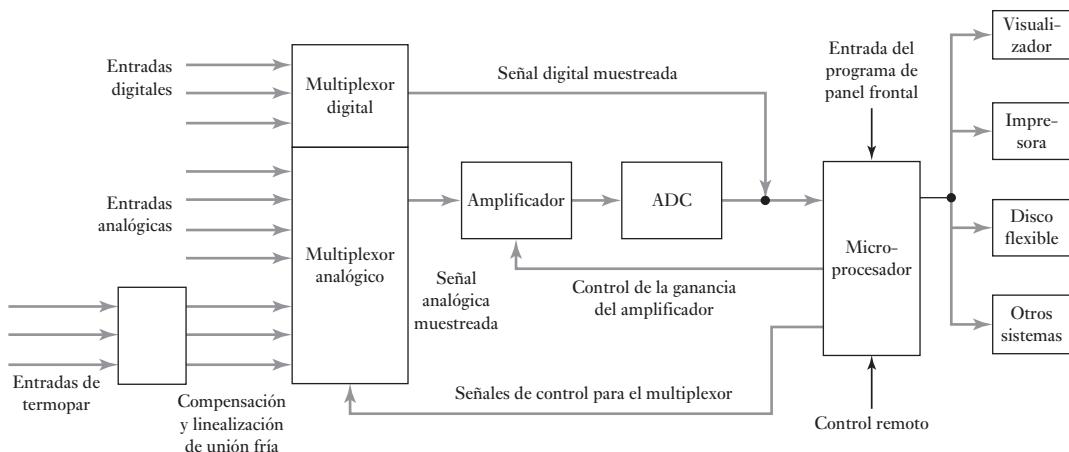


Figura 6.26 Sistema de registro de datos.

Puesto que los registradores de datos a menudo se utilizan con termopares, a menudo son entradas especiales para termopares, éstos ofrecen compensación de unión fría y linealización. El multiplexor puede ser cambiado a cada sensor a su vez y así la salida consiste en una secuencia de muestras. La exploración de las entradas se puede seleccionar al programar el microprocesador para cambiar el multiplexor para mostrar un solo canal, llevar a cabo una exploración sencilla de todos los canales, una exploración continua de todos los canales, o tal vez una exploración periódica de todos los canales, es decir, cada 1, 5, 15, 30 ó 60 minutos.

Es común que un registrador de datos pueda manejar de 20 a 100 entradas, aunque algunos pueden manejar un número más considerable, tal vez hasta 1000. Éste puede tener una muestra y una conversión de tiempo de 10 μ s y utilizarse para realizar quizás 1000 lecturas por segundo. La precisión es por lo común alrededor de 0.01% de la entrada a completa escala y la linealidad es cerca de $\pm 0.005\%$ de la entrada de la escala completa. Por lo general, la diafonía es de 0.01% de la entrada de la escala completa en cualquier entrada. El término **diafonía** se emplea para describir la interfase que puede ocurrir cuando un sensor está siendo mostrado como resultado de las señales desde otros sensores.

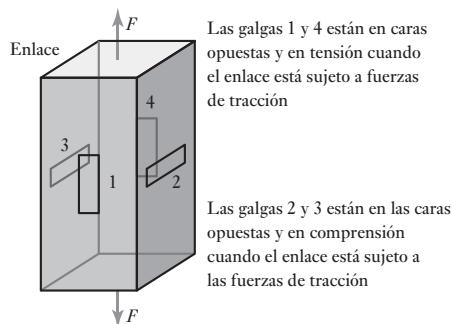
6.7**Sistemas
de medición**

Los siguientes ejemplos ilustran algunos de los puntos relacionados en el diseño de sistemas de medición para aplicaciones particulares.

6.7.1 Celdas de carga para uso como enlace para detectar el levantamiento de la carga

Una celda de carga tipo enlace, de la forma mostrada en la Figura 6.27, tiene cuatro galgas extensométricas adjuntas a su superficie y pueden ser insertadas entre el cable de levantamiento de una carga y la carga para dar una medida de la carga que está siendo levantada. Dos de las galgas están en la dirección del eje longitudinal y dos en dirección transversal. Cuando el enlace está sujeto a fuerzas de tracción, las galgas de los ejes estarán en tensión y las galgas transversales en compresión. Suponga que tiene los criterios del diseño para la celda de carga de una sensibilidad de manera que haya una salida de 30 mV cuando el esfuerzo aplicado al enlace es de 500 MPa. Asuma que las galgas extensométricas pueden tener factores de calibración de 2.0 y resistencias de 100 Ω.

Figura 6.27 Celda de carga.



Cuando la carga F se aplica al enlace, luego, puesto que el módulo elástico E es tensión/tracción y tensión es la fuerza por área de unidad, la galga del eje longitudinal ε_l es F/AE y la tracción transversal ε_t es $-\nu F/AE$, donde A es el área de la sección transversal y ν es el coeficiente de Poisson para el material de enlace. Las respuestas de las galgas extensométricas (vea la sección 2.3.2) a estas tracciones son:

$$\frac{\delta R_1}{R_1} = \frac{\delta R_4}{R_4} = G\varepsilon_l = \frac{GF}{AE}$$

$$\frac{\delta R_3}{R_3} = \frac{\delta R_2}{R_2} = G\varepsilon_t = -\frac{\nu GF}{AE}$$

El voltaje de salida del puente de Wheatstone (vea la sección 3.5) se da por

$$V_o = \frac{V_s R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \left(\frac{\delta R_1}{R_1} - \frac{\delta R_2}{R_2} - \frac{\delta R_3}{R_3} + \frac{\delta R_4}{R_4} \right)$$

Con $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ y con $\delta R_1 = \delta R_4$ y $\delta R_2 = \delta R_3$, entonces

$$V_o = \frac{V_s}{2R} (\delta R_1 - \delta R_2) = \frac{V_s GF}{2AE} (1 + \nu)$$

Suponga que consideramos el acero para el enlace. Luego las tablas dan E cercano a 210 GPa y ν sobre 0.30. Así, con una tensión ($=F/A$) de 500 MPa se tiene, para galgas extensiométricas con un factor de calibración de 2.0,

$$V_o = 3.09 \times 10^{-3} V_s$$

Para un voltaje de puente con un suministro de voltaje de 10 V este sería un voltaje de salida de 30.9 mV. No se requiere amplificación si éste es el único valor de carga requerido; sin embargo, si éste es un valor máximo y se desea determinar cargas por debajo de este nivel, entonces se podría usar un amplificador diferencial. La salida puede desplegarse en un voltímetro de resistencia alta para evitar problemas de carga. Un voltímetro digital puede entonces ser adecuado.

6.7.2 Sistema de alarma de temperatura

Se requiere un sistema de medición el cual disparará la alarma cuando la temperatura de un líquido se eleve por arriba de 40° C. El líquido por lo general está a 30° C. La salida desde el sistema debe estar a una señal de 1 V para operar la alarma.

Puesto que la salida debe ser eléctrica y es probable que se requiera, una velocidad razonable de respuesta, una posibilidad obvia es un elemento de resistencia eléctrica. Para generar una salida de voltaje el elemento de resistencia podría usarse con un puente Wheatstone. La salida de voltaje será probablemente menos que 1 V para un cambio desde 30 a 40° C, pero una amplificador diferencial podría emplearse para permitir el voltaje que se requiere obtener. Un comparador puede entonces usarse para comparar el valor con el valor establecido para la alarma.

Suponga que un elemento de níquel se usa. El níquel tiene un coeficiente de temperatura de resistencia de 0.0067/K. Así, el elemento de resistencia es tomado como de 100 Ω a 0° C luego, la resistencia a 30° C será:

$$R_{30} = R_0(1 + \alpha t) = 100(1 + 0.0067 \times 30) = 120.1 \Omega$$

y a 40° C

$$R_{40} = 100(1 + 0.0067 \times 40) = 126.8 \Omega$$

Por lo tanto, hay un cambio en la resistencia de 6.7 Ω. Si este elemento forma un brazo de un puente Wheatstone el cual está balanceado a 30° C, entonces el voltaje de salida V_o está dado por (vea la sección 3.5)

$$\delta V_o = \frac{V_s \delta R_1}{R_1 + R_2}$$

Con el puente balanceado a 30° C, y, por decir, todas las alarmas tienen el mismo valor y suministro de voltaje de 4V, entonces

$$\delta V_o = \frac{4 \times 6.7}{126.8 + 120.1} = 0.109 \text{ V}$$

Para amplificar esto a 1 V se puede usar un amplificador diferencial (vea la sección 3.2.5)

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$$

$$1 = \frac{R_2}{R_1} \times 0.109$$

Por lo tanto, $R_2/R_1 = 9.17$ y si se usa una resistencia de entrada de $1\text{ k}\Omega$ la resistencia de retroalimentación debe ser $9.17\text{ k}\Omega$.

6.7.3 Posición angular de una rueda de poleas

Un potenciómetro se utiliza para monitorear la posición angular de una rueda de poleas. Considere los artículos que puedan necesitarse para permitir ahí una salida para un registrador de 10 mV por grado si el potenciómetro tiene una rotación angular de escala completa de 320° C .

Cuando el voltaje suministrado V_s está conectado a través del potenciómetro necesitaremos salvaguardarlo y el cableado contra las corrientes altas posibles y así una resistencia R_s puede ponerse en serie con el potenciómetro R_p . El voltaje total que cae a través del potenciómetro es, por lo tanto, $V_s R_p / (R_s + R_p)$. Para un ángulo θ con un potenciómetro con una deflexión angular de amplia escala de θ_F obtendremos una salida desde el potenciómetro de

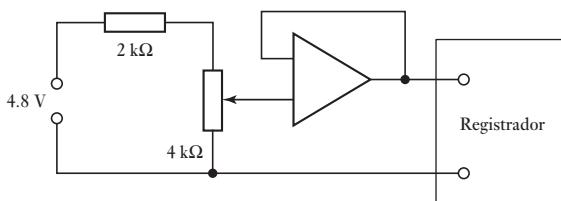
$$V_\theta = \frac{\theta}{\theta_F} \frac{V_s R_p}{R_s + R_p}$$

Suponga que se considera un potenciómetro con una resistencia de $4\text{ k}\Omega$ y sea R_s tener $2\text{ k}\Omega$. Entonces, para 1 mV por grado se tiene

$$0.01 = \frac{1}{320} \frac{4V_s}{4 + 2}$$

Por consiguiente, se podría necesitar un suministro de voltaje de 4.8 V . Para prevenir el efecto de la carga del potenciómetro por la resistencia del registrador, se puede utilizar un seguidor de voltaje de circuito. De esta manera, el circuito puede ser de la forma mostrada en la Figura 6.28.

Figura 6.28 Monitor de rueda de poleas.

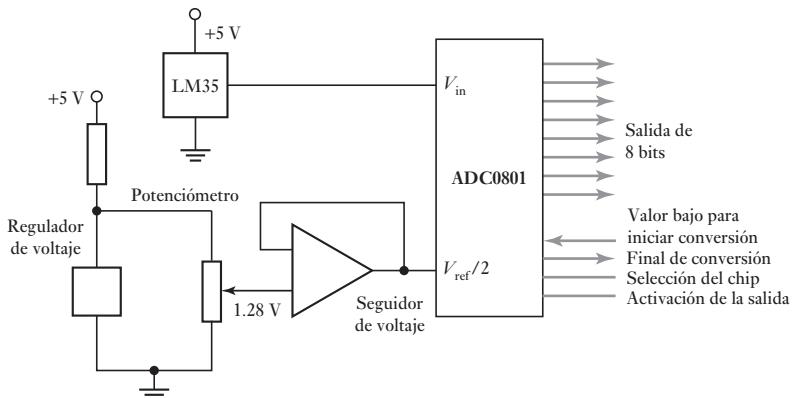


6.7.4 Medición de temperatura para dar una salida binaria

Considere el requerimiento para un sistema de medición de temperatura en el rango 0 a 100° C en el cual dará una salida binaria de 8 bits con un cambio en 1 bit correspondiente a un cambio de temperatura de 1° C . La salida está prevista para la entrada a un microprocesador como parte de un sistema de control de temperatura.

Se requiere un sensor de temperatura lineal y de esta manera se puede utilizar el termotransistor LM35 (vea la Sección 2.9.4). El LM35 da una salida de $10\text{ mV}/^\circ\text{ C}$ cuando éste tiene un suministro de voltaje de 5 V . Si se aplica la salida desde el LM35 a un convertidor analógico a digital de 8 bits, entonces se puede obtener una salida digital. Se necesita la resolución del ADC para estar en 10 mV de manera que cada paso de 10 mV generará un cambio en la salida de 1 bit. Suponga que se utiliza un ADC de aproximaciones sucesivas, por ejemplo, ADC0801; entonces, esto requiere una entrada de un voltaje de referencia que cuando se subdivide $2^8 = 256$ bits da 10 mV por bit. De esta manera se requiere un voltaje de referencia de 2.56 V . Esto para obtener la entrada de voltaje de referencia al ADC0801 tiene que ser $V_{\text{ref}}/2$ y por lo tanto se requiere de un voltaje de

Figura 6.29 Sensor de temperatura.



entrada precisa de 1.28V. Dicho voltaje se puede obtener mediante el uso de un circuito potenciómetro a través del suministro de 5V con un voltaje seguidor de corriente para evitar los problemas del efecto de la carga. Puesto que el voltaje debe permanecer estable a 1.28 V, aún si el suministro de voltaje 5V fluctúa, es probable que se requiera un regulador de voltaje, por ejemplo, un regulador de voltaje de 2.45 V ZN458/B. Así, el circuito puede ser como en la Figura 6.29.

6.8

Prueba y calibración

La prueba de instalación de un sistema de medición se divide en tres etapas:

1 Prueba de pre-instalación

Esta es la prueba de cada instrumento para su correcta calibración y operación antes de que éste sea instalado.

2 Prueba de tuberías y cable

En el caso de líneas neumáticas esto implica, antes de la conexión de los instrumentos, soplar a través de ellos aire limpio y seco antes de la conexión y probarlos a presión para asegurar que no haya fugas. Con las tuberías de proceso, toda la tubería deberá ser llenada y probada antes de la conexión de instrumentos. Con los cables para el instrumento, se debe revisar toda la continuidad y la resistencia del aislamiento antes de la conexión de cualquier instrumento.

3 Prueba prefuncional

Esto implica probar que la instalación esté completa, todos los componentes de instrumentos en orden operacional completo cuando se interconecten y todos los paneles de la sala de control o funciones de pantalla.

6.8.1 Calibración

La **calibración** consiste en comparar la salida de un sistema de medición y sus subsistemas contra los estándares de precisión conocidos. Los estándares pueden ser otros instrumentos que se mantienen especialmente para los deberes de calibración o algunos elementos de valores estándares definidos. En muchas compañías algunos instrumentos y artículos como resistores estándar y celdas se mantienen en un departamento de estándares de la compañía y se utilizan sólo para propósitos de calibración. La relación entre la calibración de un instrumento de uso cotidiano y los estándares nacionales es probable que sea:

- 1 Se utilizan estándares nacionales para calibrar estándares para centros de calibración.
- 2 Los estándares del centro de calibración se utilizan para calibrar estándares para fabricantes de instrumento.

- 3 Se utilizan instrumentos estandarizados de los fabricantes de instrumento para proveer estándares en la compañía.
- 4 Los estándares de la compañía se usan para calibrar instrumentos de proceso.

Existe una cadena de trazabilidad desde el instrumento usado en un proceso hasta el retorno a los estándares nacionales. Los siguientes son algunos ejemplos de procedimientos de calibración que se pueden emplear en una compañía:

1 Voltímetros

Estos se pueden revisar contra los voltímetros estándar o celdas estándar, lo que da estándares de fem.

2 Amperímetros

Estos pueden ser revisados contra los amperímetros estándar.

3 Factor de calibración de las galgas extensométricas

Esto se puede revisar mediante la toma de una muestra de galgas de un lote y la aplicación de tracciones medidas a ellas cuando se montan en alguna pieza de prueba. Los cambios de resistencia se pueden medir y, por lo tanto, calcular el factor de calibración.

4 Circuitos del puente de Wheatstone

La salida de un puente de Wheatstone se puede revisar al introducir una resistencia en uno de los brazos.

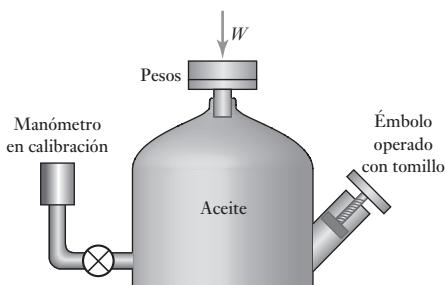
5 Celdas de carga

Para las celdas de carga de baja capacidad, las cargas de peso muerto se pueden usar mediante el uso de pesos estándar.

6 Sensores de presión

Los sensores de presión se pueden calibrar mediante el uso de un probador de peso muerto (Figura 6.30). Las presiones de calibración son generadas al añadir pesos estándar W a la charola del pistón. Una vez puestos los pesos en la charola, un émbolo operado con tornillo es forzado a introducirse en el aceite hidráulico en la cámara para subir el ensamblaje de peso del pistón. La presión de calibración es entonces W/A , donde A es el área transversal del pistón. De manera alternativa el probador de peso muerto se puede utilizar para calibrar una galga de presión y ésta se puede usar para calibrar las otras.

Figura 6.30 Calibración de peso muerto para galgas de presión.



7 Sensores de temperatura

Éstos se pueden calibrar mediante la inmersión en una fundición de un metal puro o en agua. Luego la temperatura de la sustancia, se reduce lentamente y se obtiene un registro de tiempo-temperatura. Cuando la sustancia cambia su estado de líquido a sólido, la temperatura permanece constante. Su valor puede encontrarse en tablas y, por lo tanto, se obtiene una temperatura de referencia precisa para la calibración. De manera alternativa, se puede usar la temperatura de un líquido en ebullición. Sin

embargo, el punto de ebullición depende de la presión atmosférica y las correcciones deben aplicarse si éste difiere de la presión atmosférica estándar. De forma alternativa, en la compañía, las lecturas dadas por el sistema de medición se pueden comparar con las del termómetro estándar.

Resumen

Un punto general que se debe tomar en cuenta cuando se reúne cualquier sistema de medición es el **efecto de la carga**, es decir, el efecto de conectar una carga a través de las terminales de salida de cualquier elemento de un sistema de medición.

Los **indicadores** dan una indicación visual instantánea de la variable sensible, mientras los **grabadores** registran la señal de salida en un lapso de tiempo y dan un registro permanente de forma automática.

El término **adquisición de datos** (DAQ) tiende a usarse con frecuencia para sistemas en cuyas entradas desde los sensores son convertidos en una forma digital para procesar, analizar y desplegar por una computadora. El término **registrador de datos** se utiliza para los sistemas DAQ que se pueden usar lejos de la computadora.

Los **instrumentos virtuales** son instrumentos generados por software, en apariencia y operación imitan los instrumentos reales.

Probar una instalación de sistema de medición tiene tres etapas: prueba de preinstalación, prueba de tubería y cableado, prueba prefuncional.

La **calibración** consiste en comparar la salida de un sistema de medición y sus subsistemas contra estándares de precisión conocidos.

Problemas

- 6.1 Explique el significado de los siguientes términos tomados de las especificaciones de los sistemas de exhibición:
 - (a) Registrador: banda muerta $\pm 0.2\%$ de extensión.
 - (b) El disco duro tiene dos discos con cuatro cabezas leer/escribir, una para cada superficie de los discos. Cada superficie tiene 614 pistas y cada pista tiene 32 sectores.
 - (c) Registrador de datos: número de entradas 100, diafonía en cualquier salida 0.01% de la entrada de escala amplia.
 - (d) El osciloscopio de doble rayo: deflexión vertical con dos canales idénticos, ancho de banda d.c. a 15 MHz, factor de deflexión de 10 mV/div a 20 V/div en 11 pasos calibrados, tiempo base de 0.5 μ s/div a 0.5 s/div en 19 pasos calibrados.
- 6.2 Explique los problemas del efecto de la carga cuando un sistema de medición está siendo ensamblado desde un sensor, acondicionamiento de señal y pantalla.
- 6.3 Sugiera una unidad de pantalla que se pueda usar para dar:
 - (a) Un registro permanente de la salida desde un termopar.
 - (b) Una pantalla que permita la presión de aceite en un sistema a ser observado.
 - (c) Un registro para ser mantenido en la salida digital desde un microprocesador.
 - (d) Los voltajes transitorios que resultan del monitoreo de las cargas en una aeronave durante la simulación de turbulencia.

- 6.4 Una celda de carga cilíndrica de la forma mostrada en la Figura 2.32, tiene cuatro galgas extensométricas adjuntas a su superficie. Dos de las galgas están en dirección de circunferencia y dos en la dirección de ejes longitudinales. Cuando el cilindro está sujeto a una carga de compresión, las galgas axiales estarán en compresión mientras las que están en circunferencia estarán en tensión. Si el material del cilindro tiene un área transversal A y un módulo elástico E , entonces una fuerza F que actúa en el cilindro dará una acción de tracción sobre las galgas axiales de $-F/AE$ y en las galgas de la circunferencia de $+vF/AE$, donde v es el coeficiente de Poisson para el material. Diseñe un sistema de medición completo que utilice celdas de carga, que se pueden usar para monitorear la masa de agua en un tanque. El tanque por sí mismo tiene una masa de 20 kg y el agua al nivel requerido de 40 kg. La masa es para ser monitoreada a una precisión de ± 0.5 kg. Estas galgas extensométricas tienen un factor de calibración de 2.1 y son todas de la misma resistencia de 120.0 Ω . Para todos los demás artículos, especifique lo que requiere su diseño. Si utiliza acero suave para el material de celda de carga, entonces el módulo de tensión puede tomar 210 GPa y el coeficiente de Poisson es 0.30.
- 6.5 Diseñe un sistema de medición completo que incluya el uso de un termopar para determinar la temperatura del agua en un calentador y dar una indicación visual en un medidor. La temperatura estará en el rango 0 a 100° C y se requiere una precisión de $\pm 1\%$ de la lectura de escala completa. Especifique los materiales a ser usados para el termopar y todos los demás artículos necesarios. Al diseñar, debe tomar en cuenta los problemas de una unión fría y la no linealización. Probablemente necesitará consultar las tablas de termopar. Los siguientes datos están tomados de dichas tablas, la unión fría es de 0° C, y puede usarse como guía:

Materiales	Fem en mV a				
	20° C	40° C	60° C	80° C	100°C
Cobre-constantán	0.789	1.611	2.467	3.357	4.277
Cromo-constantán	1.192	2.419	3.683	4.983	6.317
Hierro-constantán	1.019	2.058	3.115	4.186	5.268
Cromo-alumel	0.798	1.611	2.436	3.266	4.095
Platino-10% Rh, Pt	0.113	0.235	0.365	0.502	0.645

- 6.6 Diseñe un sistema de medición que pueda usarse para monitorear las temperaturas, de el orden de 100° C, en posiciones espaciadas en una cantidad de puntos en una planta y presente los resultados en un panel de control.
- 6.7 Un diseño sugerido para la medición del nivel líquido en un recipiente incluye un flotador cuyo movimiento vertical dobla un voladizo. El grado de doblez de un voladizo, por lo tanto, se toma como una medida del nivel del líquido. Cuando una fuerza F se aplica al extremo libre de un voladizo de longitud L , la tracción en su superficie a una distancia x desde el extremo sujeto se da por:

$$\text{tracción} = \frac{6(L - x)}{wt^2 E}$$

donde w es el ancho del voladizo, t es el grosor y E el módulo elástico del material. Las galgas extensométricas se usan para monitorear el doblez del voladizo con dos galgas extensométricas adjuntas de forma longitudinal a la superficie más alta y dos de manera longitudinal a la superficie más baja. Las galgas son entonces incorporadas dentro de cuatro galgas de puente de Wheatstone y el voltaje de salida, después de su amplificación posible, luego se toman como medida del nivel del líquido. Determinar las especificaciones requeridas para los componentes de este sistema si va haber cambio en el nivel de salida de 10 mV por 10 cm.

- 6.8 Diseñe un sistema de medición estático basado en un sensor que incluye un diafragma de 40 mm de diámetro a través de los cuales hay una diferencia de presión máxima de 500 MPa. Para un diafragma donde la deflexión central y es mucho más pequeña que el grosor t del diafragma.

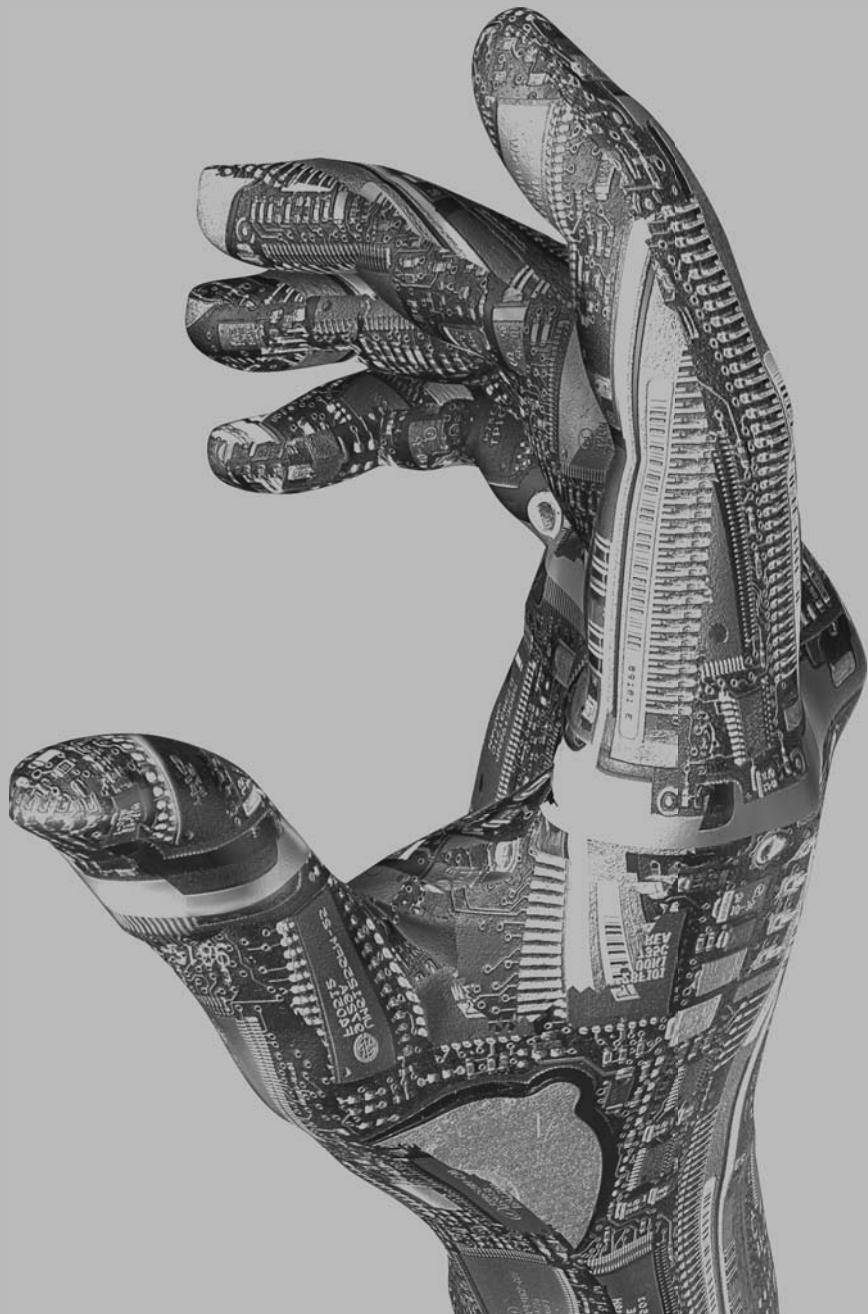
$$y \approx \frac{3r^2P(1 - \nu^2)}{16Et^3}$$

donde r es el radio del diafragma, P la diferencia de presión, E el módulo de elasticidad y ν el coeficiente de Poisson. Explique cómo la deflexión y se convertirá en una señal que puede desplegarse en un medidor.

- 6.9 Sugiera los elementos que pueden considerarse para los sistemas de medición a usar:
- Monitoree la presión en una línea de presión de aire y presente el resultado en un dígito, no se requiere de mucha exactitud.
 - Monitoree de manera continua y registre la temperatura de una habitación con una exactitud de $\pm 1^\circ \text{C}$.
 - Monitoree el peso de camiones que pasan sobre una plataforma de peso.
 - Monitoree la velocidad angular de la rotación de un eje.

Parte III

Actuación





Capítulo siete

Sistemas de actuación neumática e hidráulica

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Interpretar los dibujos de sistemas y diseñar sistemas sencillos para los sistemas de control secuencial, entre ellos las válvulas hidráulicas/neumáticas y cilindros para control de dirección.
- Explicar los principios de las válvulas de control de proceso, sus características y dimensionamiento.

7.1

Sistemas de actuación

Los sistemas de actuación son los elementos de los sistemas de control que transforman la salida de un microprocesador o un controlador en una acción de control para una máquina o dispositivo. Por ejemplo, puede ser necesario transformar una salida eléctrica del controlador en un movimiento lineal que desplaza una carga. Otro ejemplo sería cuando la salida eléctrica del controlador, debe transformarse en una acción que controle la cantidad de líquido que pasa por una tubería.

En este capítulo se analizan los sistemas de actuación neumáticos e hidráulicos. El término **neumática** se utiliza cuando se emplea el aire comprimido e **hidráulica** para líquidos, por lo común aceite. En el Capítulo 8 se analizan los sistemas de actuación mecánicos y en el Capítulo 9 los sistemas de actuación eléctricos.

7.2

Sistemas neumáticos e hidráulicos

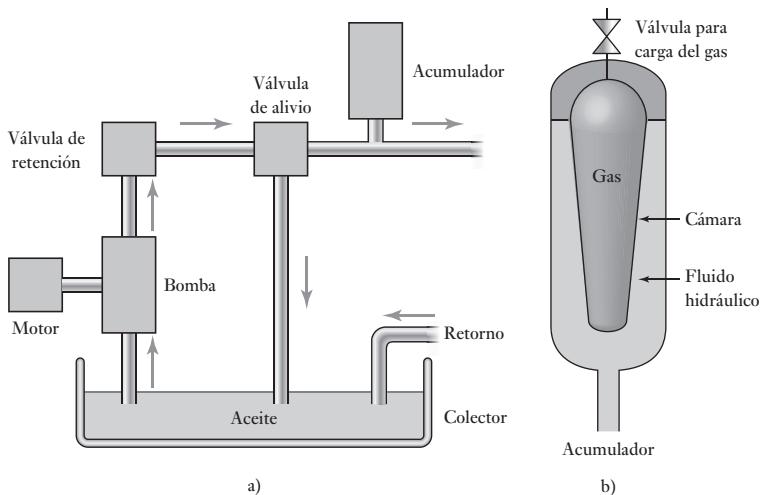
Con frecuencia las señales neumáticas se utilizan para manejar elementos finales de control, incluso cuando el sistema de control es eléctrico. Esto se debe a que con esas señales es posible accionar válvulas grandes y otros dispositivos de control que requieren mucha potencia para mover cargas considerables. La principal desventaja de los sistemas neumáticos es la compresibilidad del aire. Los sistemas hidráulicos se usan en dispositivos de control de mucho mayor potencia pero, son más costosos que los sistemas neumáticos y hay riesgos asociados con fugas de aceite que no ocurren con fugas de aire.

La presión atmosférica varía con la localización y el tiempo pero en los neumáticos por lo general se toma para ser 10^5 Pa, a esta presión se le conoce como 1 barra.

7.2.1 Sistemas hidráulicos

Con un sistema hidráulico se suministra aceite presurizado mediante una bomba de motor eléctrico. La bomba bombea aceite desde un colector a través de una válvula de retención y un acumulador para regresar al colector. En la Figura 7.1a) se muestra el arreglo. Se incluye una válvula de descarga de presión si ésta sube por arriba del nivel de seguridad, la válvula sin retorno es

Figura 7.1 a) Suministro de energía hidráulica, b) acumulador.



para evitar que el aceite impulsado se regrese por la bomba y el acumulador es para alisar fluctuaciones en la presión del aceite de salida. En esencia, el acumulador es sólo un contenedor en el cual el aceite se mantiene bajo presión contra una fuerza externa, la Figura 7.1b) muestra la forma de uso más común en la cual el aceite es presurizado y consiste en gas dentro de una bolsa en la cámara que contiene el fluido hidráulico; un tipo más antiguo contiene un muelle pistón. Si hay presión de aceite, entonces la bolsa se contrae, aumenta el volumen que el aceite puede ocupar y así reduce la presión. Si la presión de aceite cae, la bolsa se expande para reducir el volumen ocupado por el aceite y así aumenta su presión.

Las bombas hidráulicas que a menudo se utilizan son la bomba de engranajes, la bomba de vástago y la bomba de pistón. La **bomba de engranajes** consiste en dos ruedas de engranaje de enlace cerrado que giran en direcciones opuestas (Figura 7.2a)). El fluido entra de manera forzada a través de la bomba y queda atrapado entre los dientes del engranaje al girar y la carcasa y de esta manera es transferido desde el puerto de entrada para ser descargado al puerto de salida. Estas bombas se usan bastante por ser baratas y resistentes. Por lo general se operan a una presión por debajo de 15 MPa a 2400 revoluciones por minuto. La capacidad máxima de flujo es alrededor de $0.5\text{m}^3/\text{min}$. Sin embargo, la fuga ocurre entre los dientes y la cubierta y entre los dientes engranados, esto limita su eficiencia. La **bomba de vástago** tiene resortes deslizantes en vástagos ranurados en un rotor conductor (Figura 7.2b)). A medida que el rotor gira, los vástagos siguen los contornos de la cubierta. Esto da como resultado un fluido que se queda atrapado entre los vástagos sucesivos y de la cubierta y se transportan desde el puerto de entrada hasta el puerto de salida. La fuga es menor que con la bomba de engranes. Las **bombas de pistones** que se utilizan en hidráulica pueden tener una variedad de formas. Con la **bomba de pistón radial** (Figura 7.2c)), un bloque cilíndrico gira alrededor de la leva estacionaria y esto ocasiona que pistones huecos, con retorno por muelle, se muevan adentro y afuera. El resultado es que el fluido se extrae desde el puerto de entrada y se transporte para la expulsión desde el puerto de descarga. La **bomba de pistón axial** (Figura 7.2c)) tiene pistones que se mueven en forma axial en lugar de radialmente. Los pistones están arreglados a manera de eje en un bloque cilíndrico rotatorio y hechos para mover por

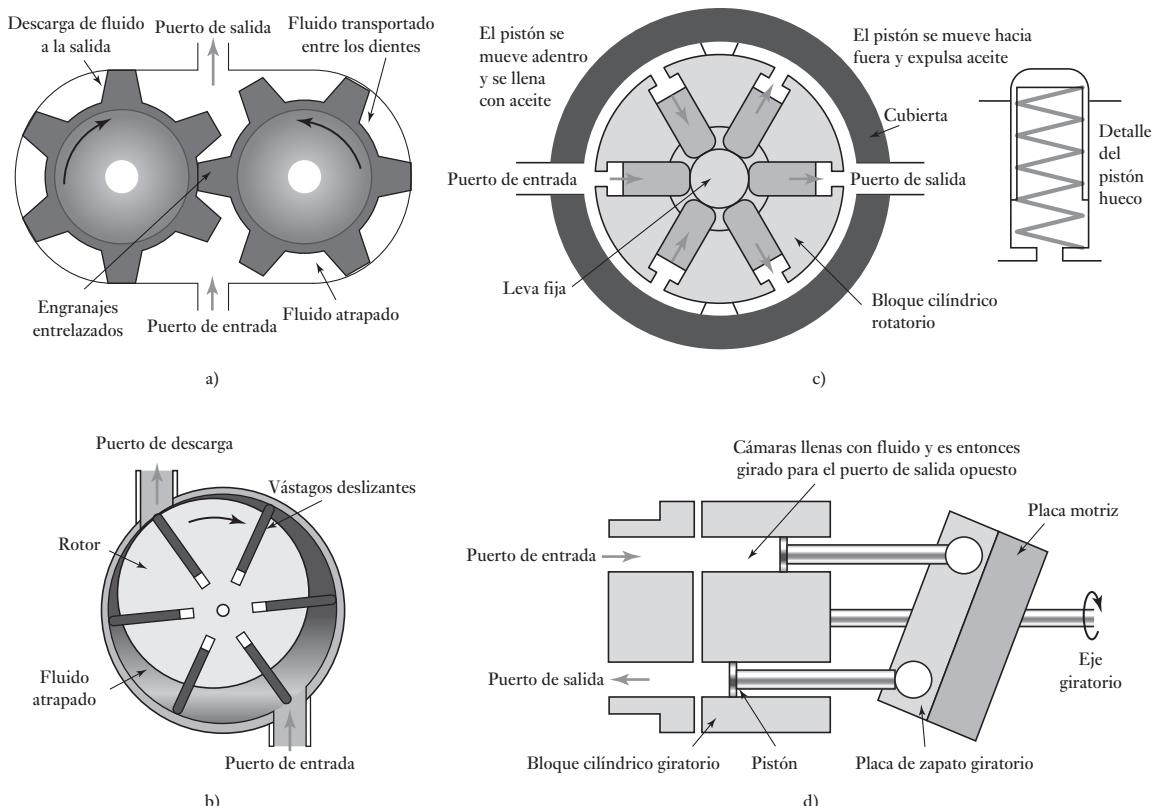


Figura 7.2 a) Bomba de engranajes, b) bomba de vástago , c) bomba de pistón radial, d) bomba de pistón axial placa motriz.

contacto con la placa motriz. Esta placa está en ángulo al eje conductor y de esta manera a medida que el eje gira se mueven los pistones de manera que el aire es absorbido cuando el pistón está en posición opuesta al puerto de entrada y es expulsado cuando está en posición opuesta al puerto de descarga. Las bombas de pistones tienen una alta eficiencia y se pueden emplear a presiones hidráulicas más altas que las bombas de engranajes o las bombas de vástago.

7.2.2 Sistemas neumáticos

Con un suministro de energía neumática (Figura 7.3) un motor eléctrico impulsa un compresor de aire. La entrada de aire al compresor es probable que se filtre y a través de un silenciador se reduzca el nivel del ruido. Una válvula de descarga de presión ofrece protección contra la presión en el sistema que surge sobre un nivel seguro. Puesto que el compresor de aire aumenta la temperatura del aire, es probable que haya un sistema de enfriamiento y para quitar la contaminación y el agua del aire con un filtro con una trampa de agua. Un recipiente de aire aumenta el volumen del aire en el sistema y suaviza cualquier fluctuación de presión a corto plazo.

Por lo general los compresores de aire que se utilizan son en los que sucesivos volúmenes de aire son aislados y luego comprimidos. La Figura 7.4a) muestra un compresor reciproco vertical de acción y etapa sencillas. En el

Figura 7.3 Suministro de energía neumática.

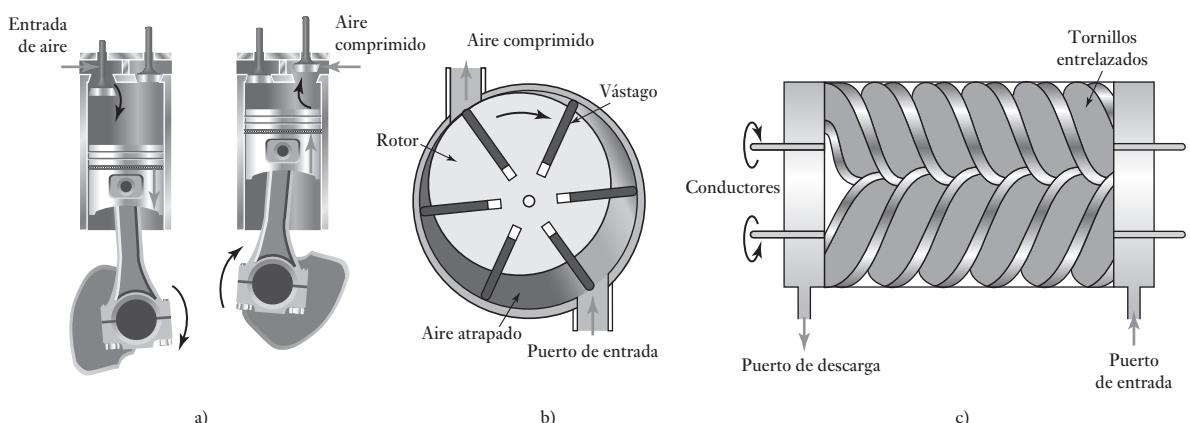
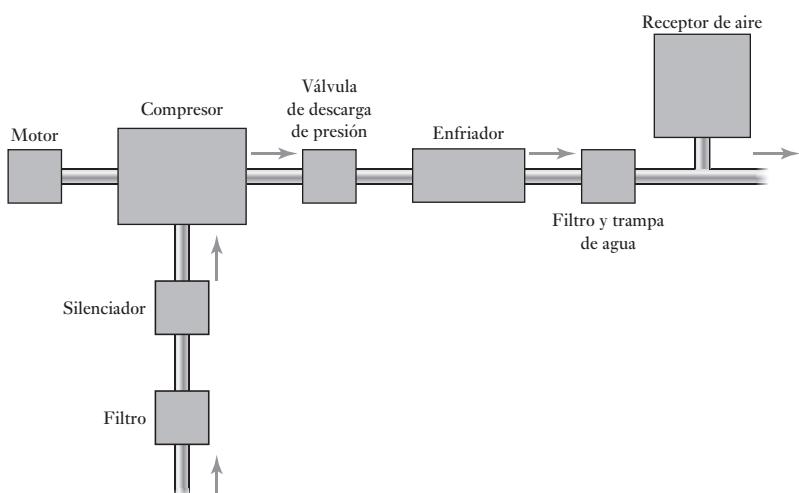


Figura 7.4 a) Compresor reciproco vertical de acción sencilla, b) compresor de vástago rotatorio, c) compresor rotativo.

aire de combustión interna, el pistón descendiente provoca que el aire sea succionado dentro de la cámara a través de la válvula inyectora de presión y cuando el pistón comienza a elevarse de nuevo, el aire atrapado obliga a la válvula de entrada a cerrarse y así comprimirse el aire. Cuando la presión del aire ha subido lo suficiente, la válvula reductora de presión se abre y el aire atrapado fluye dentro del sistema de aire comprimido. Una vez que el pistón ha alcanzado la parte superior del centro muerto éste entonces comienza a descender y el ciclo se repite. Tal compresor es conocido como de **simple acción** puesto que un pulso de aire se produce por el golpe; para producir pulsos de aire se diseñan compresores de **doble acción** tanto en los golpes de pistón superiores como inferiores. A esto también se le llama **etapa sencilla** puesto que el compresor va directamente desde la presión atmosférica hasta la presión requerida en una sola operación. Para la producción de aire comprimido a unas cuantas barras más, se usan dos o más pasos. Es común que se utilicen dos etapas para que la presión suba de 10 a 15 barras aproximadamente y más etapas para presiones más altas. Por lo tanto, con un compresor

de dos etapas tal vez se tenga el primer paso tomando aire a una presión atmosférica y comprimirla a, por decir, 2 barras y luego la segunda etapa comprimir este aire a, 7 barras, por ejemplo. Los compresores de pistón reciprocante se pueden emplear como un compresor de etapa sencilla para producir presiones de aire por arriba de 12 barras y como un compresor multietapas por arriba de 140 barras. Por lo general, las entregas de flujo de aire oscilan en un rango de cerca de $0.02 \text{ m}^3/\text{min}$ de entrega de aire libre a cerca de $600 \text{ m}^3/\text{min}$ de entrega de aire libre; luego, aire libre es el término que se usa para el aire a presión atmosférica normal. Otra forma de compresor es el **compresor rotativo de vástago**. Éste cuenta con un rotor montado excéntricamente en una cámara cilíndrica (Figura 7.4b)). El rotor tiene cuchillas, los vástagos, que son libres de deslizarse en ranuras radiales con rotación que provocan que los vástagos sean conducidos hacia fuera contra las paredes del cilindro. A medida que el rotor gira, el aire es atrapado en cavidades formadas por los vástagos y conforme el rotor gira las cavidades se vuelven más pequeñas y el aire se comprime. Los paquetes comprimidos de aire son por lo tanto descargados desde el puerto de descarga. Los compresores de vástago rotatorio de etapa sencilla, por lo común se pueden usar para presiones por arriba de 800 kPa con tasas de flujo de $0.3 \text{ m}^3/\text{min}$ a $30 \text{ m}^3/\text{min}$ de entrega de aire libre. Otra forma de compresor es el **compresor helicoidal rotativo** (Figura 7.4c)). Éste tiene dos tornillos entrelazados que giran en direcciones opuestas. Mientras los tornillos giran, el aire es atraído hacia la cubierta a través del puerto de entrada y dentro del espacio entre los tornillos. Luego este aire atrapado se mueve a lo largo de la longitud de los tornillos y es comprimido a medida que el espacio se vuelve progresivamente más pequeño, y sale del puerto de descarga. Es común que los compresores rotatorios de etapa sencilla se puedan utilizar para presiones por arriba de 1 000 kPa con tasas de flujo entre $1.4 \text{ m}^3/\text{min}$ y $60 \text{ m}^3/\text{min}$ de entrega de aire libre.

7.2.3 Válvulas

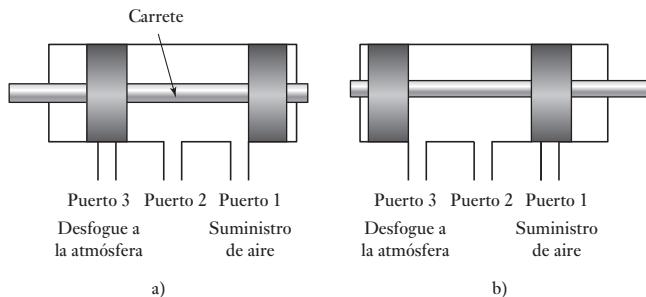
Las válvulas se usan con sistemas neumáticos e hidráulicos para dirigir y regular el flujo del fluido. Existen básicamente dos formas de válvula, las válvulas de **posición finita** y las de **posición infinita**. Las válvulas de posición finita sólo permiten o bloquean el flujo del fluido y así pueden usarse para encender o apagar actuadores. Se pueden emplear para el control direccional del flujo de una trayectoria a otra y así desde un actuador a otro. Las válvulas de posición infinita son capaces de controlar el flujo en cualquier lado entre completamente encendido o apagado y de esta manera se usan para controlar las fuerzas de variación o la tasa de flujo del fluido para una situación de control de proceso.

7.3

Válvulas para control de dirección

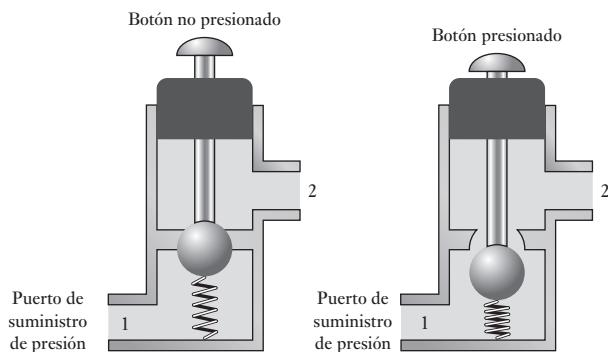
En los sistemas neumáticos e hidráulicos se utilizan válvulas de control direccionales para controlar el sentido del flujo del fluido que pasa por un sistema. Su función no es modificar el gasto de un fluido, son dispositivos para abrir o cerrar del todo, es decir, abierto/cerrado (on/off). Estas válvulas se utilizan con frecuencia en el diseño de sistemas de control en secuencia (vea más adelante en este capítulo), y se activan para cambiar la dirección de flujo de un fluido mediante señales mecánicas, eléctricas o de presión de fluidos.

Un tipo muy común de válvula de control de dirección es la **válvula de carrete**. Dentro del cuerpo de la válvula se desplaza un carrete en forma

Figure 7.5 Válvula de carrete.

horizontal para controlar el flujo. La Figura 7.5 muestra una forma de esta válvula. En a) la fuente de alimentación de aire está conectada al puerto 1 y el puerto 3 está cerrado. Así, es posible presurizar el dispositivo conectado al puerto 2. Cuando el carrete se mueve a la izquierda (Figura 7.5b)) se interrumpe el suministro de la fuente de alimentación y el puerto 2 se conecta al puerto 3. Éste es un desfogue a la atmósfera, por lo que la presión de aire del sistema vinculado al puerto 2 sale por ahí. Así, el desplazamiento del carrete permite que el aire fluya primero dentro del sistema, para luego invertirlo y salir del sistema. Las **válvulas giratorias de carrete** tienen un carrete giratorio que al dar vuelta abre y cierra los puertos de manera similar.

Otra modalidad común de válvula de control direccional es la **válvula de vástago**. La Figura 7.6 muestra un ejemplo. En condiciones normales esta válvula está cerrada, y no hay conexión entre el puerto 1 (con el cual está conectada la fuente de presión) y el puerto 2 (conectado con el sistema). Para controlar el flujo en las válvulas de vástago se utilizan bolas, discos o conos junto con los asientos de los vástagos. En la figura se muestra una bola. Cuando se oprime el botón, la bola sale de su asiento y hay flujo como resultado de la conexión del puerto 1 con el puerto 2. Cuando el botón se deja de oprimir, el resorte obliga a la bola a volver a su asiento y el flujo se interrumpe.

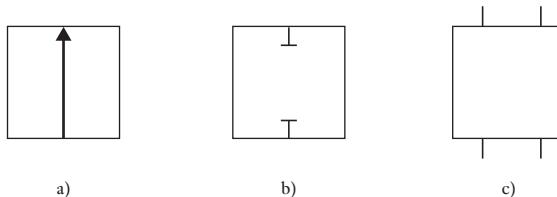
Figure 7.6 Válvula de vástago.

7.3.1 Símbolos de válvulas

Las diferentes posiciones de conexión de las válvulas de control se representan mediante un cuadrado. Por ejemplo, en la válvula de vástago de la Figura 7.6 hay dos posiciones: una cuando el botón no se oprime y otra cuando se oprime. Así, la válvula de dos posiciones tendrá dos cuadrados; una de tres, tendrá tres cuadrados, etcétera. Las flechas (Figura 7.7a)) indican la dirección del flujo en

cada una de las posiciones; las líneas con tope corresponden a líneas de flujo cerradas (Figura 7.7b)). En la posición inicial de la válvula, las conexiones con los puertos se indican en la Figura 7.7c); en ella, la válvula tiene cuatro puertos. Éstos se identifican con un número o una letra, de acuerdo con su función. Los puertos se identifican con 1 (o P) para el suministro de presión, 3 (o T) para el puerto de regreso hidráulico, 3 ó 5 (R o S) para los puertos de desfogue y 2 ó 5 (B o A) para los puertos de salida.

Figura 7.7 a) Trayectoria del flujo, b) interrupción del flujo, c) conexiones iniciales.



La Figura 7.8a) ofrece ejemplos de algunos de los símbolos que se emplean para indicar las diferentes maneras en que las válvulas pueden actuar. Más de uno de estos símbolos se puede utilizar con el símbolo de válvula. Como se presenta en la ilustración, la Figura 7.8b) muestra el símbolo para dos puertos de la válvula de asiento de dos posiciones de la Figura 7.6. Observe que uno de los dos puertos de la válvula de asiento de dos posiciones podría describirse como una válvula 2/2, el primer número indica el número de puertos y el segundo el número de posiciones. La válvula funciona al presionar un botón y un resorte.

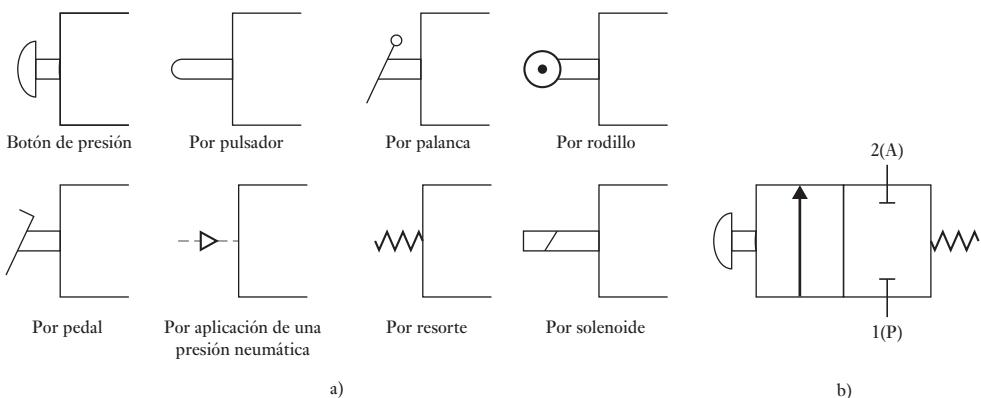


Figura 7.8 Símbolos de modalidades de actuadores de válvulas.

Para más información, observe la Figura 7.9 que muestra una válvula de carrete operada por solenoide y su símbolo. La válvula se acciona mediante una corriente que pasa a través de un solenoide y regresa a su posición original con la ayuda de un resorte.

En la Figura 7.10 hay un símbolo para una válvula 4/2. Las conexiones se observan en el estado inicial, es decir, 1(P) se conecta a 2(A) y 3(R) cerrados. Cuando se activa el solenoide, éste ofrece el estado indicado por los símbolos empleados en el cuadro al cual está adjunto, por ejemplo, ahora se tiene 1(P)

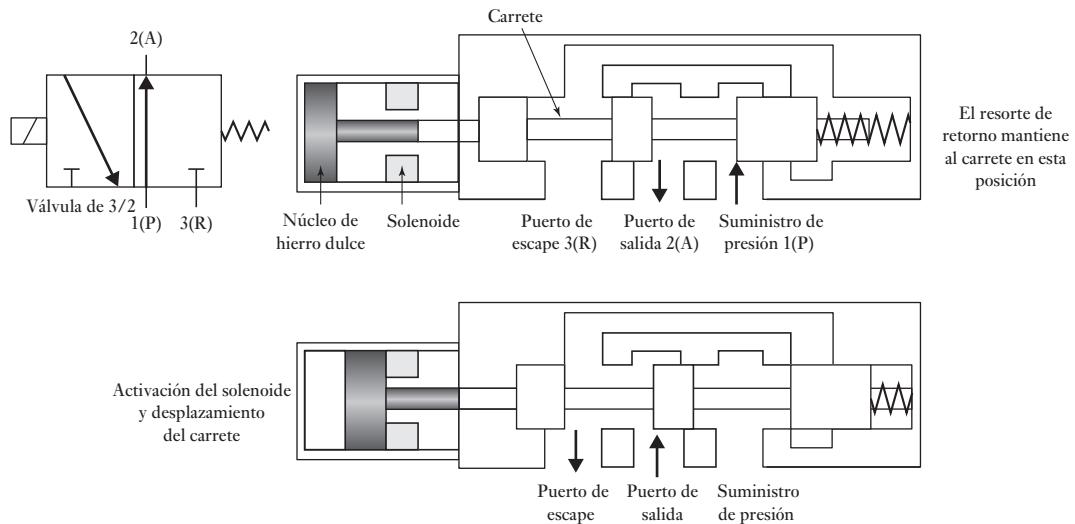


Figura 7.9 Válvula de un solenoide.

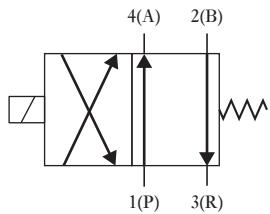
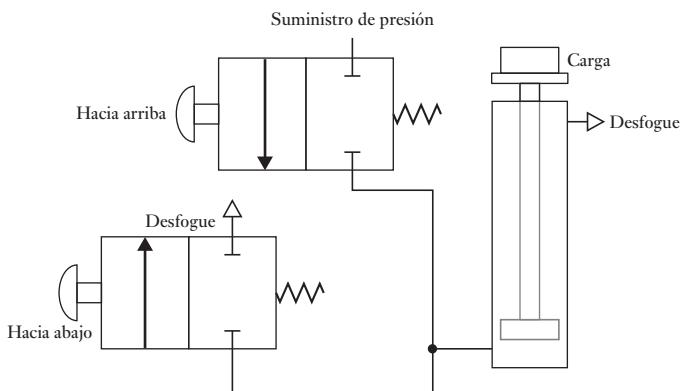


Figura 7.10 Válvula de 4/2.

Figura 7.11 Sistema de levantamiento.

cerrado y 2(A) conectado a 3(R). Cuando no hay corriente en el solenoide, el resorte obliga a la válvula a regresar a su posición inicial. El movimiento del resorte produce el estado que indican los símbolos del cuadrado respectivo.

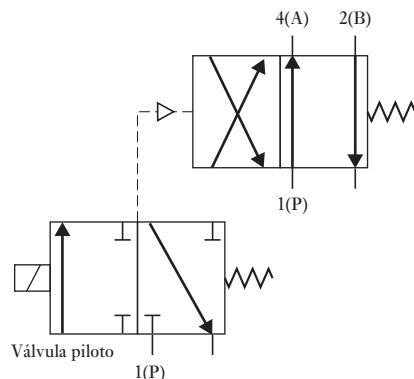
La Figura 7.11 muestra un ejemplo sencillo de una aplicación de las válvulas en un sistema neumático de levantamiento. Se utilizan dos válvulas de botón 2/2. Cuando el botón de la válvula de arriba se oprime, la carga se levanta. Cuando se oprime el botón de la válvula de abajo, la carga baja. Observe que en los sistemas neumáticos un desfogue a la atmósfera se indica con una flecha.



7.3.2 Válvulas operadas por válvula piloto

La fuerza necesaria para accionar la bola o desplazar la válvula en ocasiones es demasiado grande para la operación manual o con un solenoide. Para solucionar ese problema se utiliza un **sistema operado por válvula piloto**, el cual

Figura 7.12 Sistema operado por válvula piloto.

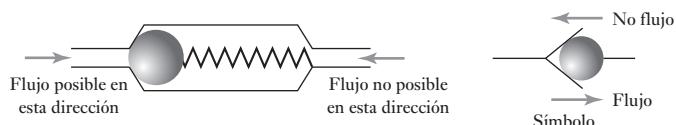


usa una válvula para controlar una segunda válvula; la Figura 7.12 ilustra esto. La capacidad de la válvula piloto es pequeña y se acciona en forma manual o mediante un solenoide. Su función es permitir que la válvula principal sea operada por el sistema de presión. La línea de presión piloto se representa con líneas punteadas. Aunque las válvulas piloto y principal se pueden accionar con dos válvulas independientes, lo más frecuente es encontrarlas dentro de la misma carcasa.

7.3.3 Válvulas direccionales

La Figura 7.13 muestra una válvula direccional y su símbolo. El flujo sólo se realiza en la dirección en la que la bola empuja al resorte. El flujo en la dirección opuesta está bloqueado porque el resorte que empuja la bola contra su asiento.

Figura 7.13 Válvula direccional.



7.4

Válvulas de control de presión

Hay tres tipos principales de válvulas de control de presión:

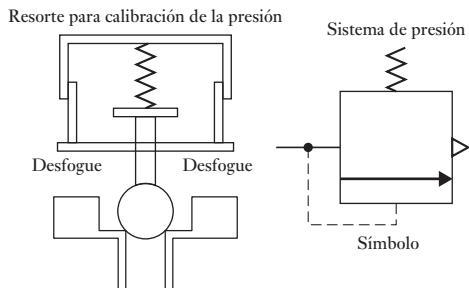
1. *Válvulas para regulación de presión*

Sirven para controlar la presión de operación en un circuito y mantenerla en un valor constante.

2. *Válvulas limitadoras de presión*

Se usan como dispositivos de seguridad para limitar la presión en un circuito abajo de cierto valor de seguridad. La válvula se abre y desfoga a la atmósfera, o devuelve el fluido al pozo recolector si la presión es mayor que el valor de seguridad predeterminado. La Figura 7.14 muestra una válvula limitadora de presión que cuenta con un orificio que por lo general está cerrado. Cuando la presión de entrada supera la fuerza ejercida por el resorte, la válvula abre y desfoga a la atmósfera, o se devuelve al pozo.

Figura 7.14 Válvula limitadora de presión.



3. Válvulas de secuencia de presión

Estas válvulas se usan para detectar la presión de una línea externa y producir una señal cuando se alcanza un valor establecido. Con la válvula limitadora de presión de la Figura 7.15, la presión límite se establece por la presión a la entrada de la válvula. Se puede adaptar esta válvula para dar una válvula de secuencia. Esto se puede usar para permitir que el flujo tenga lugar en alguna parte del sistema cuando la presión ha subido al nivel requerido. Por ejemplo, en una máquina automática se podría requerir alguna operación para empezar cuando la presión de sujeción aplicada a una pieza de trabajo adquiera un valor particular. La Figura 7.15a) muestra el símbolo para una válvula de secuencia, la válvula que se enciende cuando la presión interna alcanza un valor particular y permite a la presión ser aplicada al sistema que sigue. La Figura 7.15b) muestra un sistema en la que se usa dicha válvula de secuencia. Cuando la válvula 4/3 opera primero, se aplica la presión al cilindro 1 y su émbolo se desplaza a la derecha. Mientras esto pasa la presión es demasiado baja para operar la válvula de secuencia y así ninguna presión es aplicada al cilindro 2. Cuando el émbolo del cilindro 1 llega al tope del extremo, la presión en el sistema aumenta y, a un nivel apropiado, activa la válvula de secuencia para abrirla y así aplicar presión al cilindro 2 para empezar el desplazamiento del émbolo.

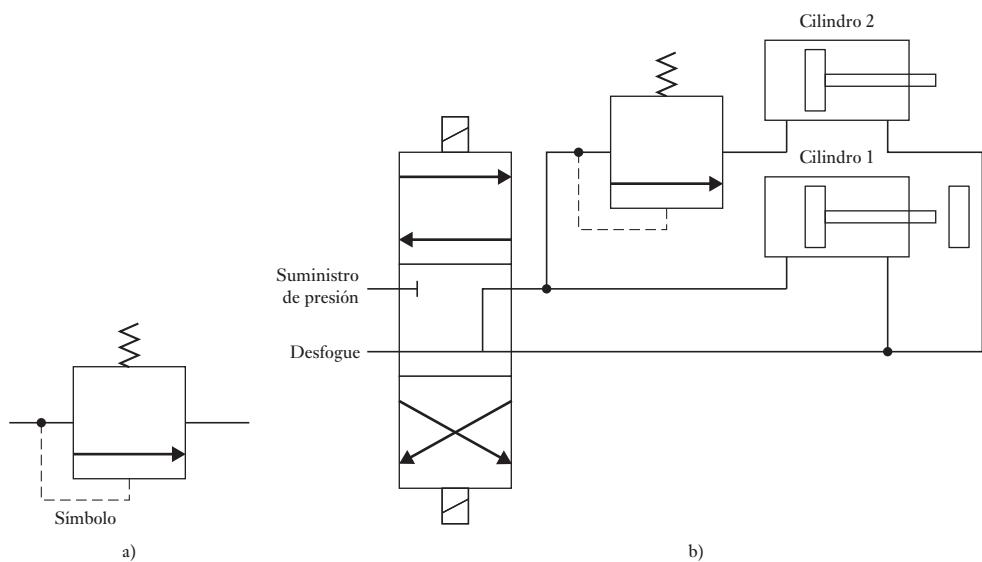


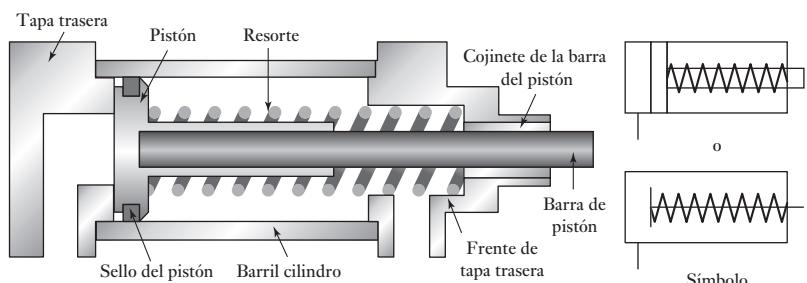
Figura 7.15 a) Símbolo de válvula secuencial, b) sistema secuencial.

7.5**Cilindros**

El **cilindro hidráulico o neumático** es un ejemplo de actuador lineal. Los principios y configuración son los mismos para la versión hidráulica y la neumática; la diferencia es el tamaño como consecuencia de las presiones más altas usadas en las versiones hidráulicas. El cilindro consiste en un tubo cilíndrico por el que se desplaza un pistón/émbolo. Existen dos tipos básicos, los cilindros de acción y los cilindros de doble acción.

El término simple acción se utiliza cuando la presión se aplica sólo en uno de los extremos del pistón; en general se utiliza un resorte para oponerse al desplazamiento del pistón. El otro lado del pistón se abre a la atmósfera. La Figura 7.16 muestra un cilindro con un resorte de regreso. El fluido es aplicado a un lado del pistón a una presión manométrica p con el otro lado a la presión atmosférica y así se produce una fuerza en el pistón de pA , donde A es el área del pistón. La fuerza real que actúa en la barra del pistón será menos que ésta debido a la fricción.

Figura 7.16 Cilindro de acción simple.



Para el cilindro de acción sencilla que se muestra en la Figura 7.17, cuando las corrientes pasan por el solenoide, la válvula cambia la posición y la presión es aplicada para mover el pistón a lo largo del cilindro. Cuando la corriente a través del solenoide cesa, la válvula vuelve a su posición inicial y el aire se desfoga del cilindro. Como consecuencia, el resorte regresa al pistón hacia atrás a lo largo del cilindro.

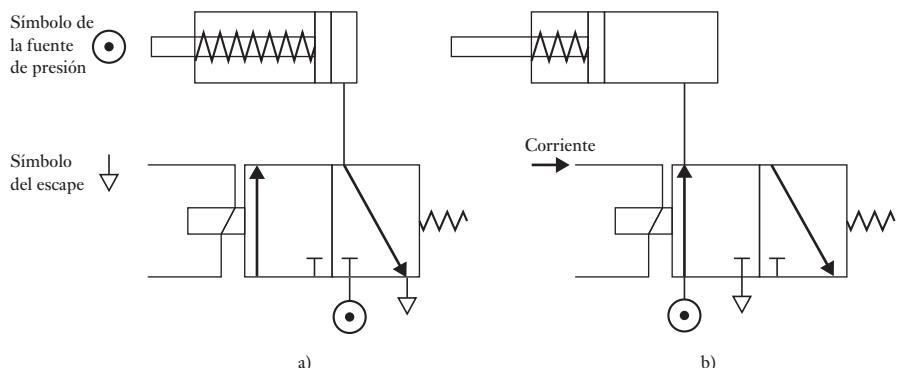


Figura 7.17 Control de un cilindro de acción sencillo con a) no corriente a través del solenoide, b) una corriente a través del solenoide.

El término doble acción se utiliza cuando se aplica presión de control a los dos lados de un pistón (Figura 7.18). La diferencia de presión entre ambos lados produce el movimiento del pistón, el cual se puede mover en cualquier dirección por el cilindro como resultado de las señales de alta presión. En el

Figura 7.18 Cilindro de doble acción.

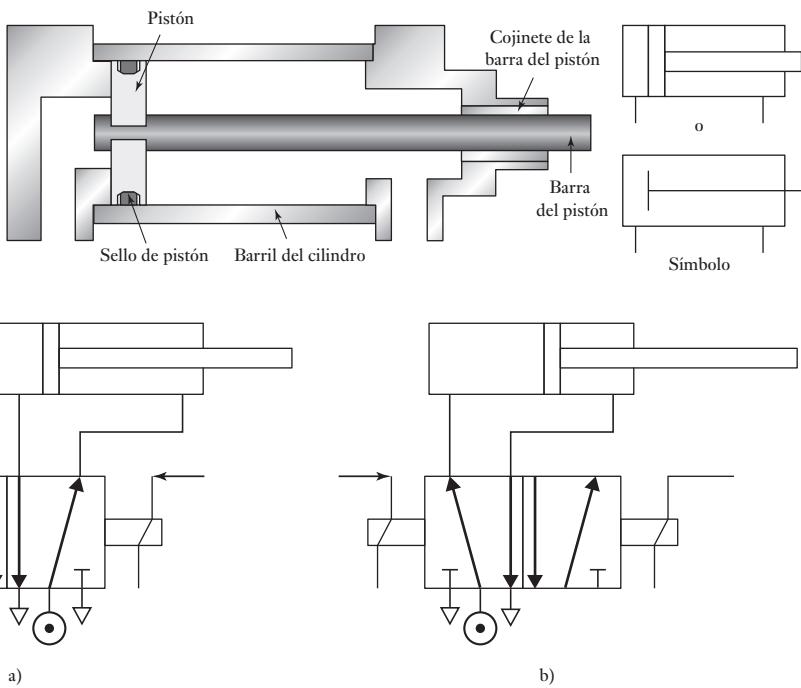


Figura 7.19 Control de un cilindro de doble acción con solenoide, a) no activado, b) activado.

cilindro de doble acción de la Figura 7.19, la corriente que pasa por un solenoide causa que el pistón se mueva en una dirección y la corriente por el otro solenoide invierte la dirección del movimiento.

La selección del cilindro dependerá de la fuerza y velocidad que se requieran para desplazar la carga. Los cilindros hidráulicos tienen mayor capacidad de fuerza que los neumáticos; sin embargo, éstos son más veloces. La fuerza que produce un cilindro es igual al área de la sección transversal del cilindro multiplicada por la presión de trabajo, es decir, la diferencia entre las presiones en ambos lados del pistón en el cilindro. Si se utiliza un cilindro con presión neumática de trabajo de 500 kPa y diámetro de 50 mm, se obtiene una fuerza de 982 N. Un cilindro hidráulico del mismo diámetro con presión de trabajo de 15 000 kPa produce una fuerza de 29.5 kN.

Si el gasto de un líquido hidráulico que fluye por un cilindro tiene un volumen Q por segundo, el volumen que abarca el pistón en un tiempo de 1 s debe ser igual a Q . Pero para un pistón con un área de sección transversal A , se trata de un movimiento que recorre una distancia igual a v en un 1 s, por lo que $Q = Av$. Por lo tanto, la velocidad v de un cilindro hidráulico es igual al gasto del líquido Q que pasa por el cilindro dividido entre el área de la sección transversal A del cilindro. Si un cilindro hidráulico tiene un diámetro de 50 mm y un flujo hidráulico de $7.5 \times 10^{-3} \text{ m}^3/\text{s}$, la velocidad es 3.8 m/s. No es posible calcular de esta manera la velocidad de un cilindro neumático dado que esta velocidad depende de la velocidad de desfogue del aire que precede al pistón que se desplaza. Para regular la velocidad se puede utilizar una válvula.

Como ejemplo considere el problema de un cilindro hidráulico que va a transportar una pieza de trabajo en una operación de manufactura a lo largo de 250 mm en 15 s. Si se necesita una fuerza de 50 kN para mover la pieza,

¿cuál será la presión de trabajo y el gasto del líquido hidráulico, si el cilindro tiene un diámetro de 150 mm? El área de la sección transversal del pistón es $\frac{1}{4}\pi \times 0.150^2 = 0.0177 \text{ m}^2$. La fuerza que produce el cilindro es igual al producto del área de la sección transversal del cilindro y la presión de trabajo. Por lo tanto, la presión de trabajo es $50 \times 10^3 / 0.0177 = 2.8 \text{ MPa}$. La velocidad de un cilindro hidráulico es igual al gasto del líquido a través del cilindro dividido entre el área de la sección transversal del cilindro. Por lo tanto, el gasto necesario es $(0.250/15) \times 0.0177 = 2.95 \times 10^{-4} \text{ m}^3/\text{s}$.

7.5.1 Secuenciado de cilindros

En muchos sistemas de control se utilizan cilindros neumáticos e hidráulicos como elementos de actuación que requieren una secuencia de extensiones y contracciones de dichos cilindros. Por ejemplo, suponiendo que se tienen los cilindros A y B y se necesita que al oprimir el botón de arranque se extienda el pistón del cilindro A y, una vez extendido, se extienda el cilindro B. Cuando esto ocurre y ambos cilindros están extendidos, se necesita que el cilindro A se contraiga y una vez que está todo contraído, el pistón B se contraiga. En el control secuencial mediante cilindros es común asignar a los cilindros una literal de referencia A, B, C, D, etcétera, e indicar el estado correspondiente del cilindro mediante un signo +, si el cilindro está extendido, o un signo - si está contraído. De este modo, la secuencia de operaciones sería: A+, B+, A- y B-. En la Figura 7.20 se muestra un circuito mediante el que se produciría esta secuencia.

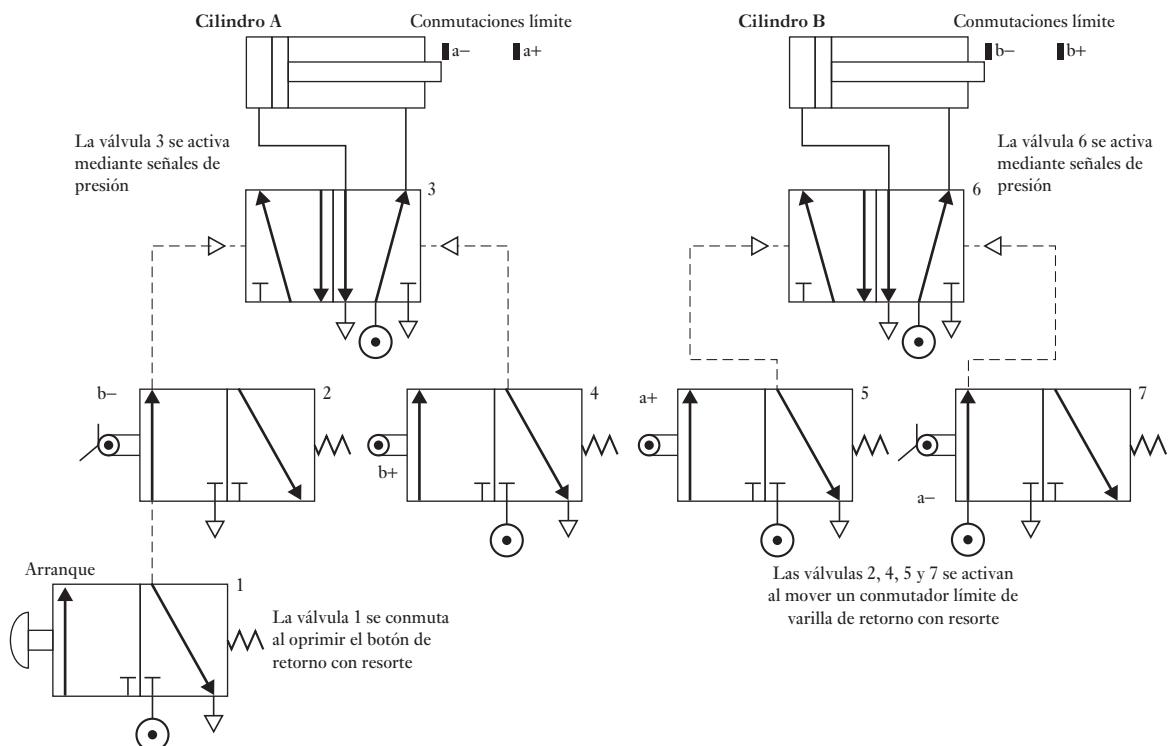


Figura 7.20 Operación de dos actuadores secuenciales.

La secuencia de operación es la siguiente:

1. Al principio los pistones de ambos cilindros están contraídos. Se oprime el botón de arranque de la válvula 1, esta acción aplica presión a la válvula 2, conforme el interruptor límite b– se activa; a continuación se comuta la válvula 3 para aplicar presión al cilindro A y éste se extienda.
2. El cilindro A se extiende y se deja de presionar el interruptor límite a–. Cuando el cilindro A está del todo extendido, se activa el interruptor límite a+. Éste comuta la válvula 5 y provoca que se aplique presión a la válvula 6 para comutarla y así aplicar presión al cilindro B a fin de que se extienda su pistón.
3. El cilindro B se extiende y se libera el interruptor b–. Una vez que el cilindro B está extendido entra en funcionamiento el interruptor límite b+. Éste comuta la válvula 4 y causa que se aplique presión a la válvula 3 y al cilindro A para iniciar la contracción de su cilindro.
4. El cilindro A se contrae y libera al interruptor límite a+. Cuando el cilindro A está extendido se activa el interruptor límite a–. Éste comuta la válvula 7, aplica presión a la válvula 5 y al cilindro B para que inicie la contracción de su cilindro.
5. El cilindro B se contrae y libera al interruptor límite b+. Una vez contraído el cilindro B, entra en operación el interruptor límite b– para completar el ciclo.

Para iniciar de nuevo el ciclo basta oprimir el botón de arranque. Si se desea el funcionamiento continuo del sistema, será necesario que el último movimiento de la secuencia active el primer movimiento.

Otra forma de lograr la secuencia anterior es conectar y desconectar por grupos el suministro del aire que se alimenta a las válvulas, método que se conoce como **control en cascada** y con el cual se evita un problema que puede presentarse en los circuitos dispuestos como se ve en la Figura 7.20. En ellos el aire queda entrampado en la línea de presión para controlar una válvula, evitando así que sea comutada. Al usar el control en cascada, la secuencia de operaciones se distribuye entre grupos donde la letra para identificar los cilindros aparece sólo una vez por grupo. Así, en la secuencia A+, B+, B– y A–, se tendrían los grupos A+, B+ y A–, B–. A continuación se utiliza una válvula para comutar el suministro de aire entre ambos grupos, es decir, se proporciona aire al grupo A+B+ y luego al grupo A–B–. En la línea para seleccionar el primer grupo se incluye una válvula de arranque/paro y, si se desea, la repetición continua de la secuencia, en la última operación se debe producir una señal que inicie de nuevo la secuencia. La primera función de cada grupo se inicia con la comutación de la fuente de alimentación de ese grupo. Las siguientes acciones del grupo se controlan mediante válvulas operadas por interruptor; la última operación de una válvula activa al siguiente grupo elegido. La Figura 7.21 muestra el circuito neumático.

7.6

Servoválvulas y válvulas de control proporcional

Las **servoválvulas y válvulas de control proporcional** son válvulas de posición infinita que dan a una válvula de carrete desplazamiento proporcional a la corriente aplicada a un solenoide. Básicamente, las servoválvulas tienen un par motor para mover el carrete dentro de una válvula (Figura 7.22). Al variar la corriente aplicada al par motor, se desvíá una armadura y esto mueve el carrete en la válvula y, por lo tanto, da un flujo que se relaciona con la corriente. Las servoválvulas son de alta precisión y costosas y por lo general se utilizan en un sistema de control de lazo cerrado.

Las válvulas de control proporcional son menos caras y en esencia tienen la posición del carrete directamente controlado por el tamaño de la corriente para la válvula solenoide. A menudo se emplean en sistemas de control de lazo cerrado.

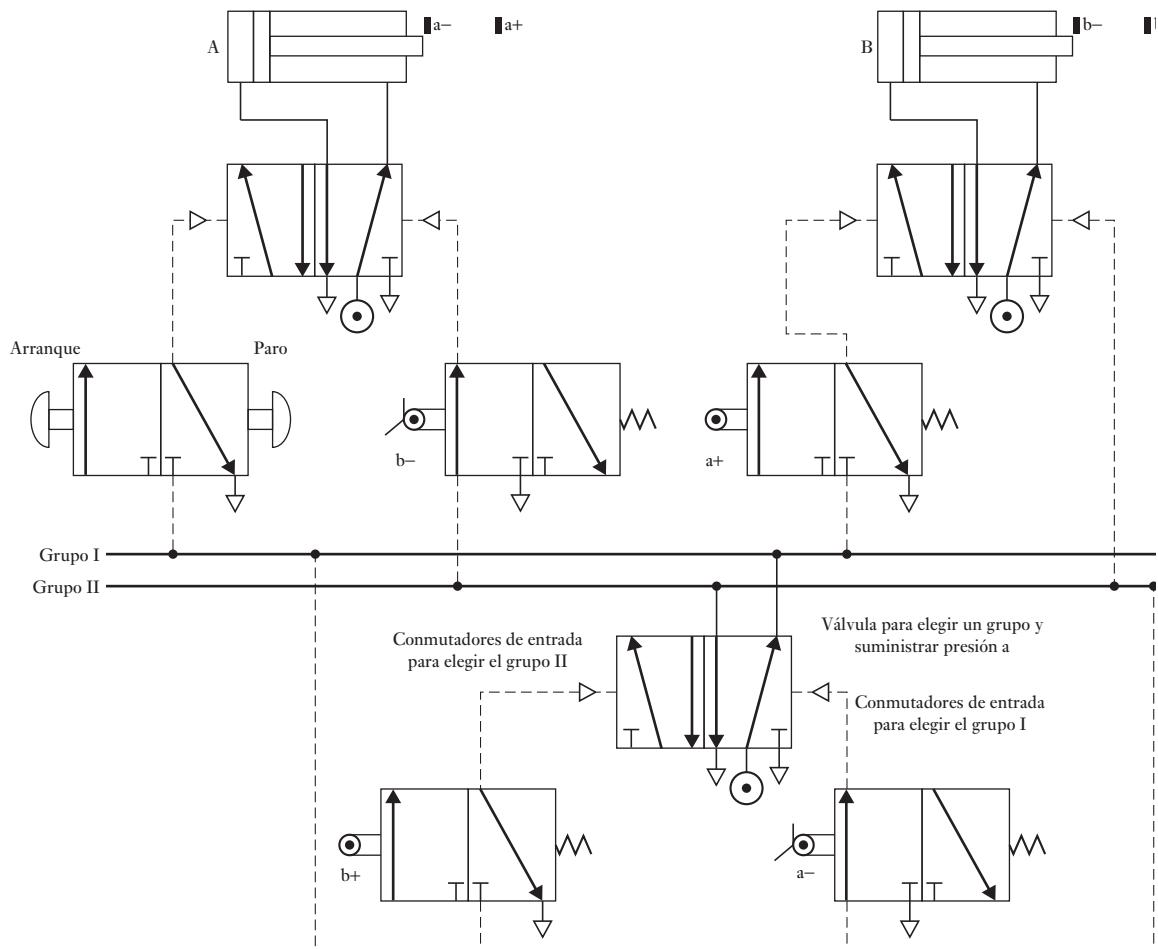
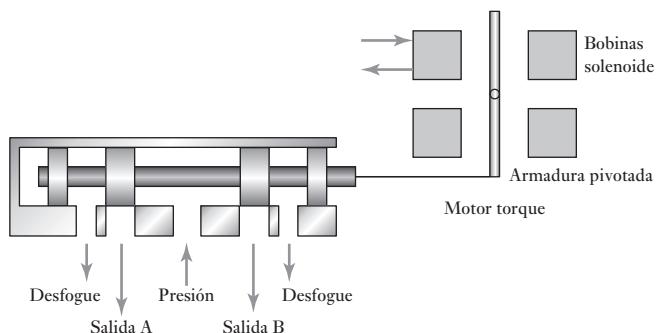


Figura 7.21 Control en cascada que se usa para dar A+, B+, B- A-.

Figura 7.22 La forma básica de una servoválvula.



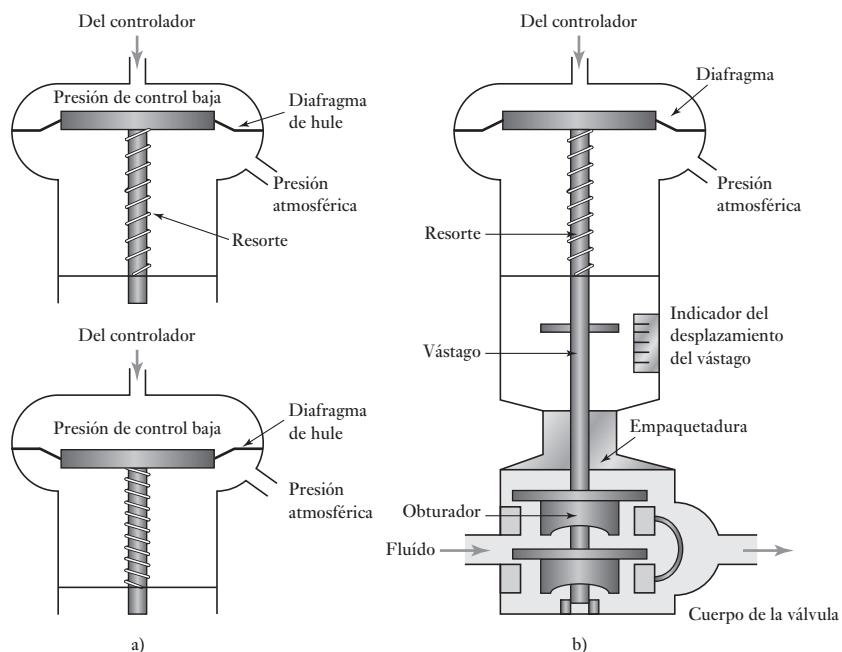
7.7

Válvulas
para el control
de procesos

Las válvulas para el control de procesos permiten controlar el gasto de un fluido; por ejemplo, cuando se debe controlar el gasto del líquido a un tanque. Uno de los elementos básicos de estas válvulas es un actuador que desplaza un obturador en la tubería por donde circula el fluido modificando el área de la sección transversal de dicha tubería.

Una forma común para el manejo del actuador neumático que se utiliza en las válvulas para el control de procesos es el **actuador de diafragma** que, en esencia, consiste en un diafragma con la señal de presión de entrada del controlador en un lado y la presión atmosférica en el otro; esta diferencia de presión se conoce como **presión manométrica**. El diafragma está hecho de hule sujeto entre dos discos de acero. El efecto de los cambios de la presión de entrada produce el desplazamiento de la parte central del diafragma, como se observa en la Figura 7.23a). Este movimiento se transmite al elemento de control final por un vástago unido al diafragma, como por ejemplo en la Figura 7.23b).

Figura 7.23 a) Actuador de diagrama neumático, b) válvula de control.



La fuerza F que actúa en el vástago es la que se aplica al diafragma y su valor es igual a la presión manométrica P multiplicada por el área del diafragma A . Un resorte proporciona una fuerza de restauración. Si el vástago se desplaza una distancia x y suponiendo que la compresión del resorte es proporcional a la fuerza aplicada, es decir, $F = kx$, con k como una constante, entonces $kx = PA$ y, por eso, el desplazamiento del vástago es proporcional a la presión manométrica.

Para ilustrar lo anterior considere un actuador de diafragma que se usa para abrir una válvula de control, si debe aplicarse una fuerza de 500 N a la válvula. ¿Qué área debe tener el diafragma para manejar una presión manométrica de control de 100 kPa? La fuerza F que se aplica al diafragma con área A mediante una presión P está dada por $P = F/A$. Por lo tanto, $A = 500/(100 \times 10^3) = 0.005 \text{ m}^2$.

7.7.1 Cuerpos y obturadores de las válvulas

La Figura 7.23b) muestra la sección transversal de una válvula que controla el gasto de un fluido. El cambio de presión en el actuador desplaza el diafragma y el vástago de la válvula. Como resultado, el obturador interior de la válvula se mueve dentro de ésta. El obturador restringe el flujo del fluido y su ubicación determina el gasto.

Los cuerpos de las válvulas y los obturadores tienen formas diversas; la Figura 7.24 muestra algunas formas. Se denomina **de un asiento** la válvula en la que el fluido sólo tiene una trayectoria para recorrerla, y con ello sólo requiere un obturador para controlar el flujo. Se dice que una válvula tiene **doble asiento** cuando el fluido que entra por ella se divide en dos corrientes, como en la Figura 7.23; donde cada corriente pasa por un orificio controlado por un obturador, es decir, en este tipo de válvula hay dos obturadores.

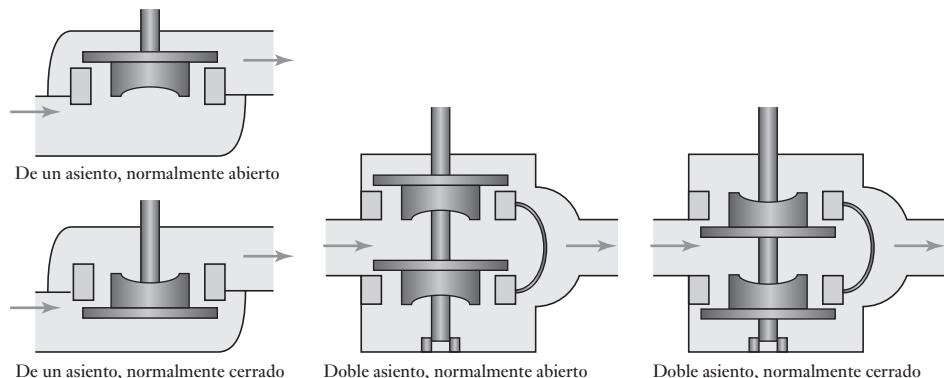


Figura 7.24 Cuerpos de las válvulas.

La válvula de un asiento tiene la ventaja de que su cierre es más hermético que el de una válvula de doble asiento; su desventaja es que la fuerza que el flujo ejerce sobre el obturador es mucho mayor, por lo que el diafragma del actuador tiene que aplicar fuerzas mucho mayores al vástago. Esto puede ocasionar problemas en la colocación exacta del vástago. Las válvulas de doble asiento no tienen ese problema. La forma del cuerpo también determina si un aumento en la presión del aire producirá la apertura o cierre de la válvula.

La forma del obturador define la relación que existe entre el movimiento del vástago y el efecto en el gasto. La Figura 7.25a) muestra tres tipos de obturadores de uso común y la Figura 7.25b), la relación porcentual entre el gasto volumétrico y el desplazamiento del vástago de la válvula.

Con el tipo de **apertura rápida**, a un cambio considerable del gasto corresponde un ligero movimiento del vástago de la válvula. Este tipo de obturador se utiliza cuando se necesita un control encendido/apagado (on/off) del gasto.

En el obturador de **contorno lineal**, el cambio de flujo es proporcional al cambio en el desplazamiento del vástago de la válvula, es decir:

$$\text{Cambio en el gasto} = k (\text{cambio en el desplazamiento del vástago})$$

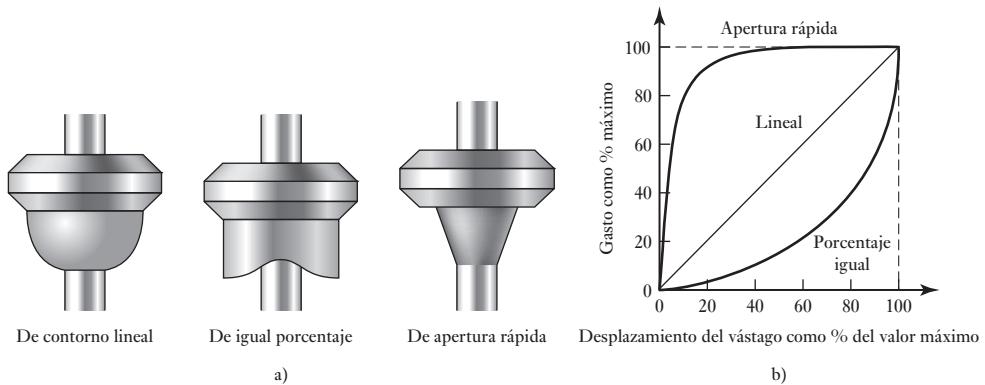


Figura 7.25 a) Formas de obturadores de bolsa, b) características de flujo.

donde k es una constante. Si Q es el gasto del desplazamiento del vástago de la válvula S y Q_{\max} es el gasto máximo para el desplazamiento máximo, S_{\max} , se tiene que:

$$\frac{Q}{Q_{\max}} = \frac{S}{S_{\max}}$$

es decir, el porcentaje de cambio en el flujo es igual al porcentaje de cambio en el desplazamiento del vástago.

Para ejemplificar lo anterior considere el problema de un actuador cuyo desplazamiento total es 30 mm. Si está montado en una válvula con obturador lineal cuyo gasto mínimo es 0 y el máximo es $40 \text{ m}^3/\text{s}$, ¿cuál será el gasto con un desplazamiento de vástago de a) 10 mm, b) 20 mm? Dado que el porcentaje del gasto es igual al porcentaje del desplazamiento del vástago: a) un porcentaje de desplazamiento de vástago de 33% produce un gasto de 33%, es decir, $13 \text{ m}^3/\text{s}$; b) un porcentaje de desplazamiento de vástago de 67% produce un gasto de 67%, es decir, $27 \text{ m}^3/\text{s}$.

Con el obturador de **igual porcentaje**, los cambios en porcentaje en el gasto son iguales a los cambios en porcentaje de la posición del vástago de la válvula, es decir:

$$\frac{\Delta Q}{Q} = k \Delta S$$

donde ΔQ es el cambio experimentado en el gasto Q y ΔS el cambio en la posición de la válvula resulta del cambio anterior. Si la ecuación anterior expresa los cambios pequeños y luego se integra, se obtiene:

$$\int_{Q_{\min}}^Q \frac{1}{Q} dQ = k \int_{S_{\min}}^S dS$$

$$\ln Q - \ln Q_{\min} = k(S - S_{\min})$$

Al despejar el gasto Q_{\max} , el cual está en función de S_{\max} , se tiene que:

$$\ln Q_{\max} - \ln Q_{\min} = k(S_{\max} - S_{\min})$$

Al eliminar k de estas dos ecuaciones se tiene:

$$\frac{\ln Q - \ln Q_{\min}}{\ln Q_{\max} - \ln Q_{\min}} = \frac{S - S_{\min}}{S_{\max} - S_{\min}}$$

$$\ln \frac{Q}{Q_{\min}} = \frac{S - S_{\min}}{S_{\max} - S_{\min}} \ln \frac{Q_{\max}}{Q_{\min}}$$

$$\text{y así } \frac{Q}{Q_{\min}} = \left(\frac{Q_{\max}}{Q_{\min}} \right)^{(S - S_{\min})/(S_{\max} - S_{\min})}$$

Una característica de la relación Q_{\max}/Q_{\min} es la **capacidad de rango (rangeabilidad)**.

Para ilustrar lo anterior, considere el problema de un actuador, con un desplazamiento total de vástago de 30 mm. Está montado en una válvula de control que tiene un obturador de igual porcentaje y un gasto mínimo de $2 \text{ m}^3/\text{s}$ y un gasto máximo de $24 \text{ m}^3/\text{s}$. ¿Cuál será el gasto si el desplazamiento del vástago es: a) 10 mm, b) 20 mm? Con base en la ecuación:

$$\frac{Q}{Q_{\min}} = \left(\frac{Q_{\max}}{Q_{\min}} \right)^{(S - S_{\min})/(S_{\max} - S_{\min})}$$

tenemos que para a) $Q = 2 \times (24/2)^{10/30} = 4.6 \text{ m}^3/\text{s}$ y para b) $Q = 2 \times (24/2)^{20/30} = 10.5 \text{ m}^3/\text{s}$.

La relación entre el gasto y el desplazamiento del vástago es una de las características inherentes de la válvula. En la práctica, esto sólo se puede observar si las pérdidas de presión en el resto de la tubería son despreciables en comparación con la caída de presión a través de la válvula. Si las caídas de presión en la tubería son de tal magnitud que, por ejemplo, la mitad de la caída de la presión se produce en la válvula, una característica de operación de tipo lineal se convertiría casi en una característica de apertura rápida. Las características lineales tienen amplia aplicación en casos que requieren una respuesta lineal y cuando la mayor parte de la presión del sistema cae al pasar por la válvula. El efecto de una caída de presión considerable en la tubería si se usa una válvula de igual porcentaje, es darle aún más características lineales. Por ello, si se necesita una respuesta lineal sólo una pequeña porción de la presión del sistema se pierde al pasar por la válvula, es recomendable usar una válvula de igual porcentaje.

7.7.2 Dimensionamiento de válvulas de control

El término dimensionamiento de válvulas de control se refiere al procedimiento para calcular el tamaño adecuado del cuerpo de una válvula. La ecuación que relaciona el gasto de un líquido Q que fluye por una válvula toda abierta y el tamaño de ésta es:

$$Q = A_v \sqrt{\frac{\Delta P}{\rho}}$$

donde A_v es el coeficiente de flujo de la válvula, ΔP la caída de presión a través de la válvula y ρ la densidad del fluido. Esta ecuación también se expresa de la siguiente manera, con las magnitudes en unidades del SI,

$$Q = 2.37 \times 10^{-5} C_v \sqrt{\frac{\Delta P}{\rho}}$$

donde C_v es el coeficiente de flujo de la válvula. Otra manera de expresar la misma ecuación es

$$Q = 0.75 \times 10^{-6} C_v \sqrt{\frac{\Delta P}{G}}$$

donde G es la gravedad específica o densidad relativa. Estas dos últimas ecuaciones se obtuvieron de la ecuación original en términos de galones estadounidenses. La Tabla 7.1 muestra algunos valores típicos de A_v , C_v y la dimensión de la válvula.

Tabla 7.1 Coeficientes de flujo y tamaños de válvula.

Coeficientes de flujo	Tamaños de la válvula (mm)							
	480	640	800	960	1260	1600	1920	2560
C_v	8	14	22	30	50	75	110	200
$A_v \times 10^{-5}$	19	33	52	71	119	178	261	474

Para exemplificar lo anterior, considere el problema al calcular el tamaño de una válvula que se utiliza para controlar un flujo de agua, cuando el máximo flujo requerido es $0.012 \text{ m}^3/\text{s}$ y la caída de presión permisible en la válvula es 300 kPa . Al usar la ecuación:

$$Q = A_v \sqrt{\frac{\Delta P}{\rho}}$$

por lo tanto, dado que la densidad del agua es 1000 kg/m^3 ,

$$A_v = Q \sqrt{\frac{\rho}{\Delta P}} = 0.012 \sqrt{\frac{1000}{300 \times 10^3}} = 69.3 \times 10^{-5}$$

Entonces, al usar la Tabla 7.1, el tamaño de la válvula es 960 mm.

7.7.3 Ejemplo de un sistema de control de fluidos

La Figura 7.26a) muestra las características esenciales de un sistema para controlar una variable, como es el nivel de líquido en un recipiente, controlando la velocidad a la que entra el líquido. La salida que produce el sensor de nivel del líquido, después del acondicionamiento de señal, se transmite al convertidor de corriente a presión como una corriente de entre 4 y 20 mA. A continuación, esta señal se convierte en una presión manométrica de 20 a 100 kPa con la cual se acciona la válvula de control neumático y se controla el gasto con el que el líquido entra en el recipiente.

La Figura 7.26b) ilustra la configuración básica de un convertidor de corriente a presión. La corriente de entrada pasa por bobinas montadas en un núcleo que es atraído hacia un imán; el grado de atracción depende de la magnitud de la corriente. El movimiento del núcleo provoca el desplazamiento de la palanca alrededor de su pivote y de una aletilla situada arriba de la boquilla. La posición de la aletilla en relación con la boquilla define el gasto de salida del aire del sistema y, por lo tanto, la presión de aire en el sistema. Se utilizan resortes en la aletilla para ajustar la sensibilidad del convertidor, de manera que una corriente entre 4 y 20 mA produzca una presión manométrica de 20 a 100 kPa. Éstos son valores estándar que en general se utilizan en este tipo de sistemas.

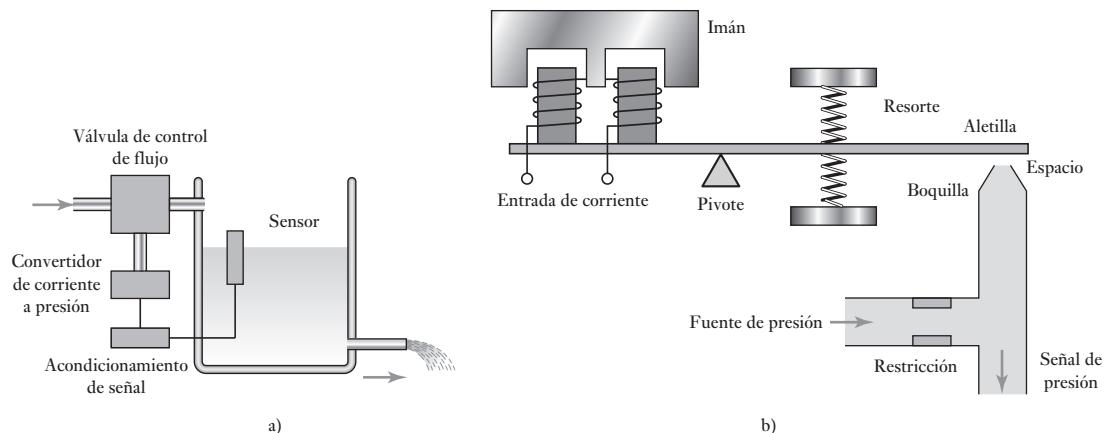


Figura 7.26 a) Sistema de control de fluidos, b) convertidor de corriente a presión.

7.8

Actuadores giratorios

Un cilindro lineal provisto de las conexiones necesarias se usa para producir movimientos rotatorios con ángulos menores que 360° ; la Figura 7.27a) ilustra este tipo de configuración. Otra alternativa es el **actuador semigiratorio**, en el cual se utiliza un álabe (Figura 7.27b)). La diferencia de presión entre ambos puertos hace girar el álabe y el vástagos, lo cual es una medida de la diferencia de presiones. Dependiendo de éstas, el álabe gira en sentido de las manecillas del reloj o en sentido contrario.

Para giros de más de 360° se emplea un motor neumático; una modalidad de éste es el **motor de álabe** (Figura 7.27c)). Un rotor excéntrico tiene ranuras que fuerzan el desplazamiento hacia fuera de los álabe, empujando las paredes del cilindro a causa de la rotación. Los álabe dividen la cámara en compartimientos separados cuyo tamaño aumenta desde el puerto de entrada hasta el puerto de salida. El aire que entra al compartimiento ejerce una fuerza en uno de los álabe y provoca así el giro del rotor. La dirección de rotación del motor se puede invertir utilizando otro puerto de entrada.

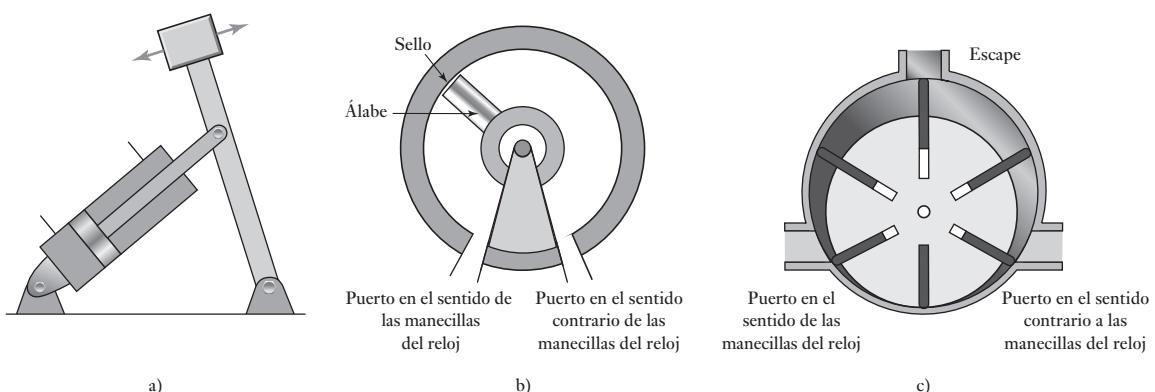


Figura 7.27 a) Cilindro lineal usado para producir una rotación, b) actuador giratorio tipo álabe, c) motor tipo álabe.

Resumen

Los **sistemas neumáticos** utilizan aire, los **sistemas hidráulicos** usan aceite. El principal inconveniente en los sistemas neumáticos es la compresibilidad del aire. Los sistemas hidráulicos se pueden usar para dispositivos de control con mayor poder pero son más caros que los sistemas neumáticos y hay peligros asociados con las fugas de aceite que no ocurren con las fugas de aire.

Los sistemas neumáticos e hidráulicos usan **válvulas de control de dirección** para dirigir el flujo del fluido a través de un sistema. Estas válvulas son válvulas de encendido/apagado. El símbolo que se utiliza para estas válvulas es un cuadrado para cada una de sus posiciones de encendido, los símbolos que se usan en cada cuadro indican las conexiones que se hacen cuando se activa esa posición.

El **cilindro neumático o hidráulico** consiste en un tubo cilíndrico con un pistón/émbolo que puede deslizarse. Existen dos tipos básicos, **cilindros de simple acción** y **cilindros de doble acción**. Con la acción simple, la presión del control es aplicada a sólo un lado del pistón, a menudo se utiliza un resorte para ofrecer la oposición al movimiento del pistón. El otro lado del pistón está abierto a la atmósfera. El término doble acción se usa cuando las presiones de control se aplican en cada lado del pistón.

Las **servoválvulas y válvulas de control proporcional** son válvulas de posición infinita que dan a la válvula de carrete desplazamiento proporcional a la corriente suministrada al solenoide.

Las **válvulas para el control de procesos** se utilizan para controlar el ritmo del flujo del fluido. Las bases de dichas válvulas son un actuador que se usa para mover un conector al tubo del flujo y así cambiar la sección transversal del tubo a través del cual el fluido puede fluir. Hay muchas formas de cuerpo y obturador de válvula que determinan la manera en la que el flujo del fluido controla la válvula.

Problemas

- 7.1 Describa las características básicas de: a) una válvula de vástago; b) una válvula de lanzadera.
- 7.2 Explique el principio de una válvula accionada por válvula piloto.
- 7.3 Explique cómo se usa una válvula de secuencia para iniciar una operación cuando ha concluido otra operación.
- 7.4 Dibuje los símbolos de las siguientes válvulas: a) válvula de alivio de presión; b) válvula 2/2 que tiene actuadores de botón y un resorte; c) válvula 4/2; d) válvula direccional.
- 7.5 Indique la secuencia de operaciones de los cilindros A y B de la Figura 7.28 al oprimir el botón de arranque. a-, a+, b- y b+ son interruptores límite para detectar el momento en que los cilindros están del todo contraídos y extendidos.
- 7.6 Diseñe un circuito de válvulas neumáticas que produzca la secuencia A+, seguida de B+, y luego en forma simultánea produzca A- y B-.
- 7.7 Se necesita una fuerza de 400 N para abrir una válvula para el control de procesos. ¿Qué área deberá tener el diafragma de un actuador para abrir la válvula utilizando una presión manométrica de control de 70 kPa?

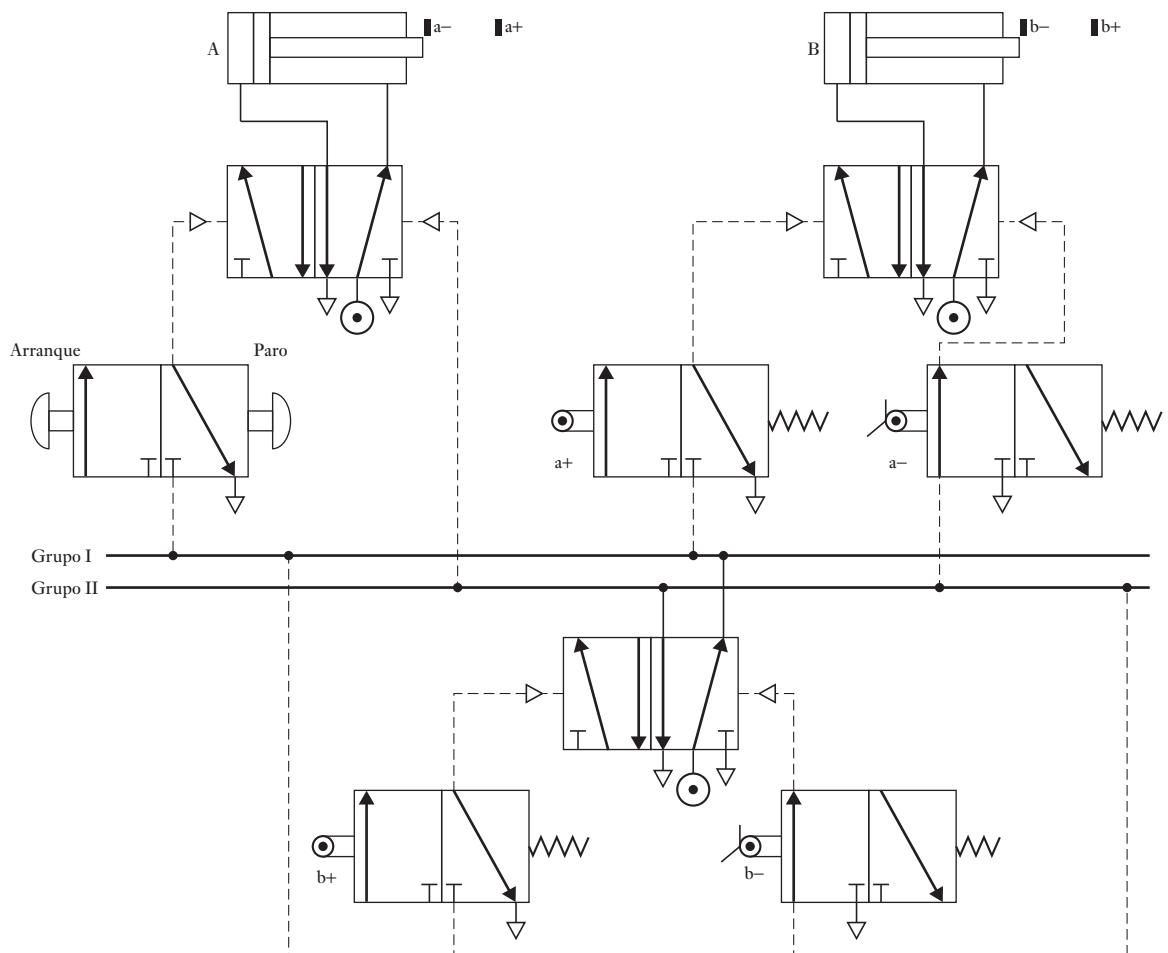


Figura 7.28 Problema 7.5.

- 7.8 Si un sistema neumático opera a una presión de 1 000 kPa, ¿qué diámetro debe tener el cilindro para desplazar una carga de 12 kN?
- 7.9 Para desplazar una pieza de trabajo de una operación de manufactura se utiliza un cilindro hidráulico; el desplazamiento es 50 mm en 10 s. Para desplazar la pieza de trabajo se requiere una fuerza de 10 kN. Calcule la presión de trabajo y el gasto hidráulico del líquido si se utiliza un cilindro con un diámetro de 100 mm.
- 7.10 El desplazamiento total de un actuador es de 40 mm; está montado en una válvula de control de procesos con obturador lineal que tiene un gasto mínimo de 0 y un gasto máximo de $0.20 \text{ m}^3/\text{s}$. ¿Cuál será el gasto si el vástago es: a) 10 mm y b) 20 mm?
- 7.11 El desplazamiento total de un actuador es 40 mm y está montado en una válvula para el control de procesos con un obturador de igual porcentaje; su gasto mínimo es $0.2 \text{ m}^3/\text{s}$ y el gasto máximo $4.0 \text{ m}^3/\text{s}$. ¿Cuál sería el gasto si el desplazamiento del vástago es: a) 10 mm, b) 20 mm?
- 7.12 ¿Cuál será la dimensión de una válvula de control de procesos que se requiere para controlar el flujo de agua cuando el flujo máximo es $0.002 \text{ m}^3/\text{s}$ y la caída de presión permisible en la válvula correspondiente a este gasto sea 100 kPa? La densidad del agua es $1\,000 \text{ kg/m}^3$.



Capítulo ocho

Sistemas de actuación mecánica

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Determinar los posibles sistemas de actuación mecánica para la transmisión de movimiento entre los que están lineal a rotatorio, rotatorio a rotatorio, rotatorio a lineal y transmisión de movimiento cíclico.
- Evaluar las capacidades de acoplamientos, levas, engranes, trinquete, bandas de transmisión, impulsores de cadena y cojinetes para sistemas de actuación.

8.1

Sistemas mecánicos

Este capítulo aborda el tema de los **mecanismos**, es decir, dispositivos que se pueden considerar convertidores de movimiento, en tanto transforman el movimiento de una forma a otra. Por ejemplo, con un mecanismo, un movimiento lineal se puede convertir en un movimiento rotacional; un movimiento en una dirección convertirse en uno con otra dirección en ángulo recto respecto al primero; un movimiento lineal alterno en uno rotacional, como en el motor de combustión interna, donde el movimiento alterno de los pistones se convierte en el del cigüeñal y éste, a su vez, lo transfiere al eje de la transmisión.

Entre los elementos mecánicos están los mecanismos de barras articuladas, levas, engranes, piñón y cremalleras, cadenas, bandas de transmisión, etcétera. Por ejemplo, el arreglo piñón y cremallera convierte un movimiento rotacional en uno lineal; los engranes con eje paralelo reducen la velocidad de un eje; los engranes cónicos transmiten movimiento rotacional en un ángulo de 90°; una banda dentada o una cadena de transmisión transforman el movimiento rotacional de un eje en el movimiento de otro eje; las levas y las barras articuladas son útiles para obtener movimientos que varíen en la forma que se desea. En este capítulo se presentan las características básicas de algunos mecanismos.

Muchos de los efectos que antes se obtenían con el uso de mecanismos en la actualidad se logran mediante sistemas de microprocesadores. Por ejemplo, antes en las lavadoras domésticas se utilizaban levas montadas en un eje rotacional para lograr una secuencia de acciones sincronizadas como abrir una válvula para dejar pasar agua al tambor, cerrar el suministro de agua, encender un calentador, etcétera. En las lavadoras modernas se utiliza un microprocesador que se programa para que produzca las salidas deseadas en la secuencia requerida. Otro ejemplo es la rueda de balance de resorte helicoidal con engranes y manillas de un reloj que en la actualidad son reemplazados en gran parte por un circuito integrado tal vez con una pantalla de cristal líquido. El enfoque de la mecatrónica da como resultado una simplificación, y a menudo la reducción de costos.

No obstante, los mecanismos todavía son útiles en los sistemas mecatrónicos. Por ejemplo, el sistema mecatrónico de las cámaras fotográficas automáticas que ajusta la apertura para obtener una exposición adecuada usa un mecanismo que ajusta el tamaño del diafragma.

Si bien la electrónica hoy día se utiliza en forma generalizada para desempeñar diversas funciones que antes se realizaban con mecanismos, éstos todavía son útiles para llevar a cabo funciones como las siguientes:

1. Amplificación de fuerzas, como la que dan las palancas.
2. Cambio de velocidad; por ejemplo, mediante engranes.
3. Transferencia de rotación de un eje a otro; por ejemplo, una banda síncrona.
4. Determinados tipos de movimiento, como los que se obtienen mediante un mecanismo de retorno rápido.

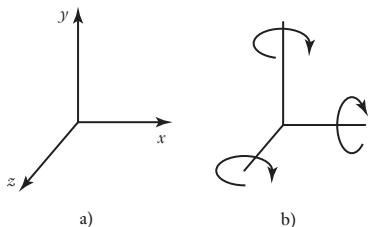
El término **cinemática** se refiere al estudio del movimiento sin tener en cuenta las fuerzas. Al analizar los movimientos sin considerar las fuerzas o energías, se dice que se hace el análisis cinemático de un mecanismo. Este capítulo es una introducción a este tipo de análisis.

8.2

Tipos de movimiento

El movimiento de un cuerpo rígido se puede considerar como la combinación de movimientos de translación y rotación. Al considerar las tres dimensiones espaciales, el **movimiento de translación** sería un movimiento que se divide en componentes que coinciden con uno o más de los tres ejes (Figura 8.1a)). Un **movimiento de rotación** puede ser una rotación con componentes que giran alrededor de uno o más de los ejes (Figura 8.1b)).

Figura 8.1 Tipos de movimiento: a) translación, b) rotación.

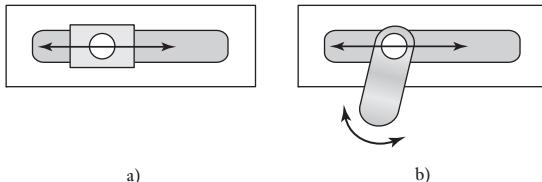


Los movimientos complejos pueden ser una combinación de movimientos de translación y rotación. Por ejemplo, el movimiento para levantar con la mano un lápiz que está sobre una mesa. Esto puede involucrar que oriente la mano en determinado ángulo con la mesa, gire la mano, separe los dedos y los coloque en la posición adecuada para tomar el lápiz. Ésta es una secuencia de movimientos bastante complejos. Sin embargo, es posible separarlos en combinaciones de movimientos de translación y rotación. Este tipo de análisis es relevante no cuando movemos una mano humana, sino cuando damos instrucciones a un robot para que realice una tarea. En este caso es necesario separar el movimiento en una combinación de movimientos de translación y rotación para diseñar mecanismos que ejecuten estas componentes del movimiento. Por ejemplo, entre la secuencia de señales de control que se envían a un mecanismo podrían figurar agrupamientos de señales con las cuales se instruye a la articulación 1 girar 20° y a la articulación 2 hacer una extensión de 4 mm de movimiento de translación.

8.2.1 Grados de libertad y de restricción

Un aspecto importante del diseño de los elementos mecánicos es la orientación y disposición de elementos y partes. Un cuerpo que está libre en el espacio se desplaza en tres direcciones mutuamente perpendiculares e independientes y gira de tres maneras alrededor de estas direcciones (Figura 8.1). Se dice que este cuerpo tiene seis grados de libertad. El número de **grados de libertad** es el número de componentes de movimiento requeridas para generar el movimiento. Si una articulación está limitada a desplazarse a lo largo de una línea, sus grados de libertad de traslación se reducen a uno. La Figura 8.2a) muestra una articulación que sólo tiene este grado de libertad de traslación. Si la articulación está limitada a desplazarse en un plano, entonces tiene dos grados de libertad de traslación. La Figura 8.2b) ilustra una articulación que tiene un grado de libertad de traslación y un grado de libertad de rotación.

Figura 8.2 Articulación con:
a) un grado de libertad, b) dos
grados de libertad.



Uno de los problemas más importantes del diseño es reducir la cantidad de grados de libertad, lo cual requiere un número y orientación idónea de las restricciones. Si no hay restricciones, un cuerpo tendría seis grados de libertad. Se asigna una restricción por cada grado de libertad que no se desea. Suponiendo que no hay restricciones redundantes, el número de grados de libertad sería igual a 6 menos el número de restricciones presentes. Sin embargo, las restricciones redundantes son frecuentes, de modo que para las restricciones de un cuerpo rígido se cumple la regla básica:

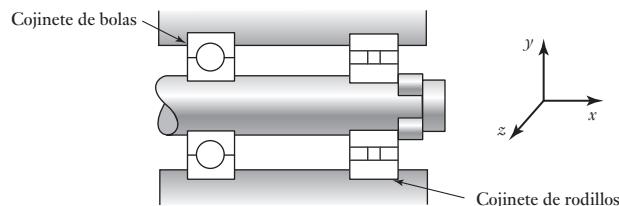
$$\begin{aligned} 6 - \text{número de restricciones} &= \text{número de grados de libertad} \\ &- \text{número de redundancias} \end{aligned}$$

Por lo tanto, si se desea que un cuerpo esté fijo, es decir, que tenga cero grados de libertad, y si no se introducen restricciones redundantes, el número de restricciones necesarias es seis.

Un concepto que se utiliza en diseño es el **principio de la restricción mínima**, el cual establece que al fijar un cuerpo o al guiarlo en determinado tipo de movimiento, debe emplearse la cantidad mínima de restricciones, es decir, no deben existir redundancias. Con frecuencia esto recibe el nombre de **diseño cinemático**.

Por ejemplo, para definir una flecha que sólo gire alrededor de un eje, sin movimiento de traslación, hay que reducir a 1 el número de grados de libertad. Por lo tanto, 5 es la cantidad mínima de restricciones para hacerlo. Cualquier restricción adicional sólo producirá redundancias. El montaje que se utilizará para montar la flecha tiene un cojinete de bolas en un extremo y un cojinete de rodillo en el otro (Figura 8.3). Este par de cojinetes impide el movimiento de traslación en dirección perpendicular al eje y y la rotación alrededor del eje z y el eje y . El cojinete de bolas impide el movimiento de traslación en el eje x y el eje z . Por lo tanto, en total hay cinco restricciones. Es decir, sólo queda un grado de libertad para la rotación requerida en torno al eje x . Si en ambos extremos de la flecha se coloca un cojinete de rodillos, entonces los dos

Figura 8.3 Eje sin redundancias.



cojinete impide el movimiento de traslación en el eje x y el eje z , lo que implicaría una redundancia. Esta redundancia podría causar daño. Si en ambos extremos de la flecha se utilizan cojinetes de bola, entonces, para evitar redundancias, el anillo de rodamiento de uno de los cojinetes no se fija en su cubierta para permitir cierto grado de deslizamiento en una dirección axial.

8.2.2 Carga

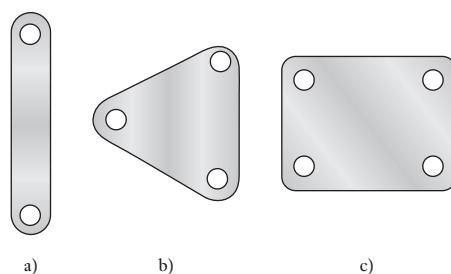
Los mecanismos son estructuras y, por lo tanto, transmiten y soportan cargas. Para determinar las cargas que soporta cierto elemento es necesario hacer un análisis. Después se evalúan las dimensiones del elemento para que su fuerza y, quizás su rigidez, sean suficientes para soportar esas cargas.

8.3

Cadenas cinemáticas

Cuando se analizan los movimientos de un mecanismo sin prestar atención a las fuerzas, dicho mecanismo puede considerarse como una serie de articulaciones individuales. Cada parte del mecanismo que se mueve en relación con otras se denomina **articulación**. Ésta no tiene que ser un cuerpo rígido, basta que sea un cuerpo resistente capaz de transmitir la fuerza requerida con una deformación despreciable. Por este motivo, en general se representa como un cuerpo rígido con dos o más puntos de unión con otras articulaciones que se llaman **nodos**. Cada articulación puede desplazarse en relación con sus articulaciones vecinas. La Figura 8.4 muestra ejemplos de articulaciones con dos, tres y cuatro nodos. Una **articulación** es una conexión de dos o más articulaciones en sus nodos, la cual permite que haya cierto movimiento entre las articulaciones conectadas. Las palancas, el eje del cigüeñal, la biela y los pistones, las guías de deslizamiento, las poleas, correas y ejes son ejemplos de articulaciones.

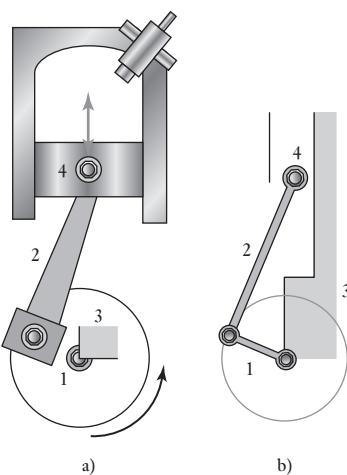
Figura 8.4 Articulaciones:
a) con dos nodos, b) con tres nodos, c) con cuatro nodos.



Una secuencia de piezas de articulación y articulaciones se conoce como **cadena cinemática**. Para que una cadena cinemática transmita movimiento, una articulación debe estar fija. El movimiento de una articulación produce movimientos relativos predecibles en las demás. Al variar la articulación que se mantiene fija es posible obtener diversos mecanismos a partir de una misma cadena cinemática.

Un ejemplo de cadena cinemática es el motor de un automóvil, donde el movimiento alterno de un pistón se transforma en el movimiento rotacional de un eje de cigüeñal montado en un marco fijo (Figura 8.5a)). Esto se puede representar como cuatro articulaciones conectadas (Figura 8.5b)). La articulación 1 es el cigüeñal, la articulación 2 la biela, la articulación 3 el sistema articulado fijo y la articulación 4 la guía de deslizamiento, es decir, el pistón, que se desplaza en relación con el sistema articulado fijo (vea mayores detalles en la sección 8.3.2).

Figura 8.5 Mecanismo de un motor simple.

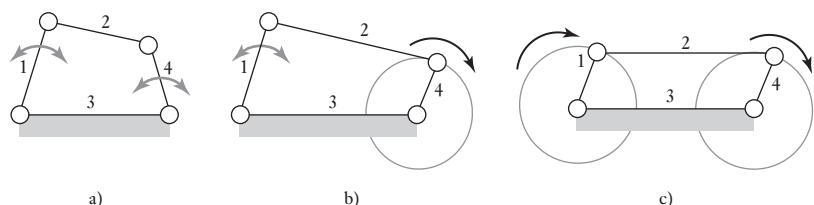


El diseño de muchos mecanismos se basa en dos formas básicas de cadenas cinemáticas, la cadena de cuatro barras y la cadena biela-corredera-cigüeñal. Los siguientes son ejemplos de las formas que estas cadenas pueden adoptar.

8.3.1 Cadena de cuatro barras

La **cadena de cuatro barras** consiste en cuatro acoplamientos conectados entre sí de manera que producen cuatro piezas de articulación alrededor de las cuales pueden girar. La Figura 8.6 muestra variantes de esta cadena obtenidas al modificar las longitudes relativas de las articulaciones. Si la suma de la longitud de la articulación más corta más la longitud de la más larga es menor o igual que la suma de las longitudes de las otras dos articulaciones, por

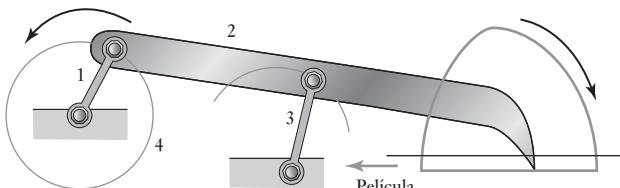
Figura 8.6 Ejemplos de cadenas de cuatro barras.



lo menos una de las articulaciones podrá completar una revolución respecto al acoplamiento fijo. Si la condición anterior no se cumple, ninguno de los acoplamientos podrá realizar una revolución completa. Ésta se conoce como condición de Grashof. En la Figura 8.6a), el acoplamiento 3 está fijo y las longitudes relativas de los acoplamientos son tales que los acoplamientos 1 y 4 pueden oscilar, pero no girar. El resultado es un **mecanismo de doble palanca**. Al acortar el acoplamiento 4 en relación con el 1, el acoplamiento 4 puede girar (Figura 8.6b)) con el acoplamiento 1 oscilando, y el resultado anterior se conoce como **mecanismo palanca-cigüeñal**. Los acoplamientos 1 y 4 tienen la misma longitud y ambos pueden girar (Figura 8.6c)); lo que se obtiene se conoce como **mecanismo de doble cigüeñal**. Al modificar el acoplamiento fijo se obtienen otros mecanismos.

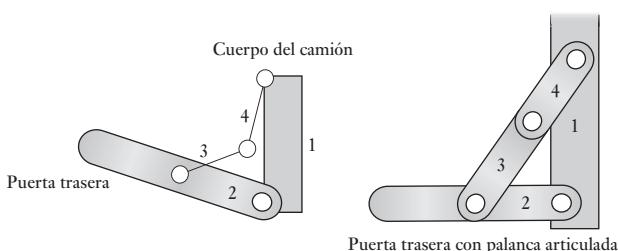
La Figura 8.7 ilustra cómo aprovechar el mecanismo anterior para avanzar la película en una cámara de cine. Conforme el acoplamiento 1 gira, el extremo del acoplamiento 2 se engancha en una de las perforaciones de la película, la jala, la suelta, avanza y retrocede para quedar nuevamente enganchado en la siguiente perforación.

Figura 8.7 Mecanismo para avance de película cinematográfica.



Algunas piezas de articulación tienen **posiciones de palanca articulada**, en las cuales la articulación no reacciona ante las entradas de sus acoplamientos. La Figura 8.8 ilustra esta palanca articulada, una articulación que controla el movimiento de la puerta trasera de un camión de manera que cuando el acoplamiento 2 queda en posición horizontal ninguna carga adicional en el acoplamiento provocará otro desplazamiento. Hay otra posición de palanca articulada en este acoplamiento: cuando los acoplamientos 3 y 4 están en posición vertical y la puerta trasera está en posición vertical.

Figura 8.8 Acoplamiento articulado.



8.3.2 Mecanismo biela-corredera-cigüeñal

Este mecanismo consta de un cigüeñal, una biela y una corredera como el que presenta la Figura 8.5 que corresponde a un motor simple. En esta configuración el acoplamiento 3 está fijo, es decir, no hay movimiento relativo entre el centro de rotación del cigüeñal y la cubierta en la que se desplaza el pistón. El acoplamiento 1 es el cigüeñal que gira, el acoplamiento 2 la biela y el acoplamiento 4 la corredera que se desplaza en relación con el acoplamiento fijo. Cuando el pistón se desplaza atrás y adelante, es decir, cuando el acoplamiento 4 se desplaza atrás y adelante, el acoplamiento 1, o cigüeñal, se ve obligado a girar. De esta manera, el mecanismo se transforma en una entrada de movimientos

Figura 8.9 Secuencia de posición de los acoplamientos en un mecanismo de cigüeñal de biela-corredora.

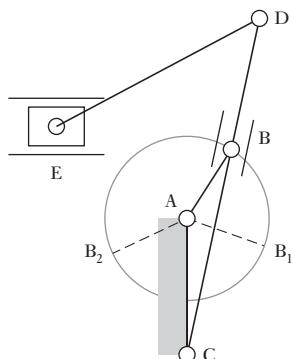
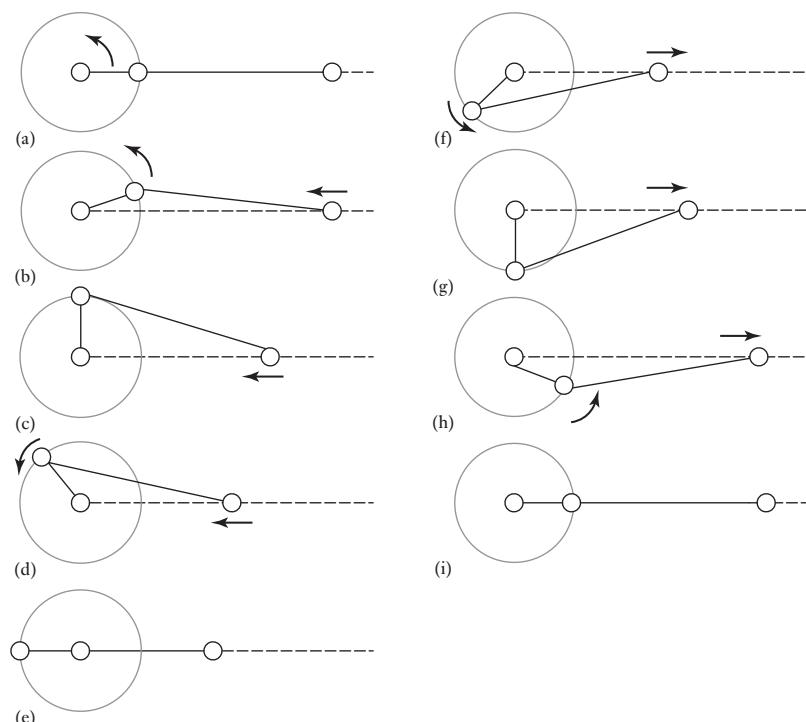


Figura 8.10 Mecanismo de retroceso rápido.

atrás y adelante que se transforma en un movimiento rotacional. La Figura 8.9 muestra varias etapas de este movimiento. Una manera útil de ver cómo se debe comportar cualquier mecanismo es construir a escala un modelo en cartulina y mover los acoplamientos. El cambio en la longitud de un acoplamiento hace entonces que se determinen los cambios en el comportamiento del mecanismo.

La Figura 8.10 presenta otra modalidad de este mecanismo, un **mecanismo de retroceso rápido**, este consiste en un cigüeñal en rotación, el acoplamiento AB, el cual gira alrededor de un centro fijo; una palanca oscilatoria CD, la cual hace que gire en torno a C por el deslizamiento del bloque en B a lo largo de CD en cuanto AB gira, y un acoplamiento DE que hace que E se desplace hacia adelante y hacia atrás. E puede ser el carro de una máquina y contenga una herramienta de corte. El carro estará en los extremos de su movimiento cuando las posiciones del cigüeñal sean AB₁ y AB₂. De este modo, conforme el cigüeñal se mueve en sentido contrario al de las manecillas del reloj, de B₁ a B₂, el carro hace un recorrido completo, la carrera de corte. Si el cigüeñal gira a una velocidad constante dado que el ángulo de rotación del cigüeñal requerido para el recorrido de corte es mayor que el ángulo para el recorrido de retroceso, el recorrido de corte consume más tiempo que el recorrido de retroceso, de donde le viene el concepto de mecanismo de retroceso rápido. Un modelo en cartulina y diagramas similares se pueden construir como los que se presentan en la Figura 8.9.

8.4

Levas

Una **leva** es un cuerpo que gira u oscila y, al hacerlo, transmite un movimiento alterno u oscilatorio a un segundo cuerpo conocido como **seguidor**, con el cual está en contacto (Figura 8.11). Al girar la leva, el seguidor sube, se detiene y descende; los lapsos correspondientes a estos pasos dependerán de la

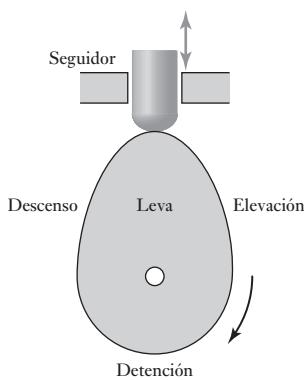
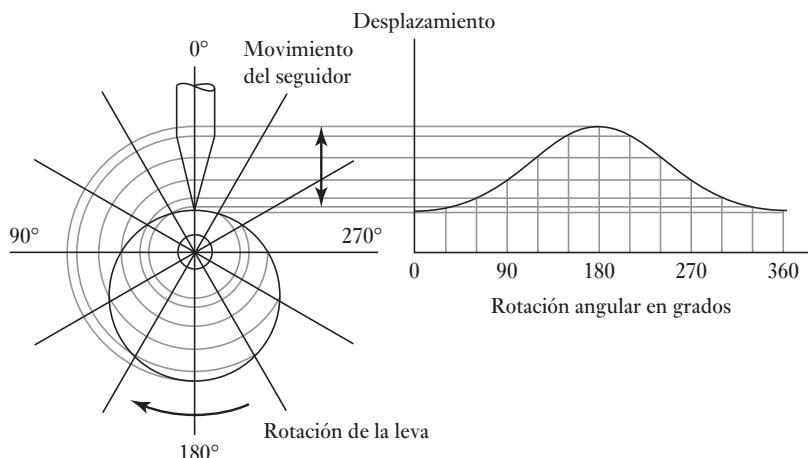


Figura 8.11 Leva y seguidor de leva.

Figura 8.12 Diagrama de desplazamiento de una leva excéntrica.

forma de la leva. La sección de elevación de la leva provoca el ascenso del seguidor y de su perfil dependerá qué tan rápido se eleve el seguidor. La sección de descenso de la leva permite el descenso del seguidor y de su perfil dependerá qué tan rápido desciende. La sección de detención de la leva permite que el seguidor permanezca en un mismo nivel durante un tiempo considerable. La sección de detención de la leva es donde es circular y su radio no cambia.

La forma requerida de leva para que se produzca un movimiento en particular del seguidor dependerá de la forma de la leva y del tipo de seguidor que utilice. La Figura 8.12 muestra el tipo de diagrama de desplazamiento del seguidor que se puede producir mediante una leva excéntrica cuyo seguidor sea de punta o de cuchillo. Ésta es una leva circular con un centro de rotación desfasado. Esto produce una oscilación del seguidor, la cual es un movimiento armónico simple y que se usa a veces en bombas. La distancia radial desde el eje de rotación de la leva hasta el punto de contacto de la leva con el seguidor da el desplazamiento del seguidor con respecto al eje de rotación de la leva. La figura muestra cómo las distancias radiales, y de aquí los desplazamientos del seguidor, varían con el ángulo de rotación de la leva. El diagrama de desplazamiento vertical se obtuvo tomando la distancia radial de la superficie de la leva a partir del punto de rotación en diferentes ángulos y proyectándolos alrededor para que se den los desplazamientos en dichos ángulos.



La Figura 8.13 muestra los tipos de diagramas de desplazamiento del seguidor que pueden producir con otras diferentes formas de levas y cualesquier seguidores, de punto o de cuchilla.

La leva en forma de corazón (Figura 8.13a)) proporciona un desplazamiento de seguidor que se incrementa a una velocidad constante con el tiempo antes de disminuir a una velocidad constante con el tiempo, de donde se da una velocidad uniforme al seguidor. La leva en forma de pera (Figura 8.13b)) proporciona un movimiento estacionario al seguidor de alrededor de media revolución de la leva y se eleva y cae de manera simétrica en cada uno de los restantes cuartos de revolución. Este tipo de leva se utiliza en control de válvulas de motores. La detención mantiene abierta la válvula en tanto que la mezcla de aire y combustible pasa al cilindro. Cuanto más grande sea la detención, es decir, cuanto mayor sea la superficie de la leva con un radio constante, más tiempo tiene el cilindro para cargarse por completo con vapores inflamables.

La Figura 8.14 muestra varios ejemplos de diversos tipos de seguidores de leva. Los de rodillo se construyen principalmente de bolas o de rodillos. Su

Figura 8.13 Levas: (a) en forma de corazón; (b) en forma de pera.

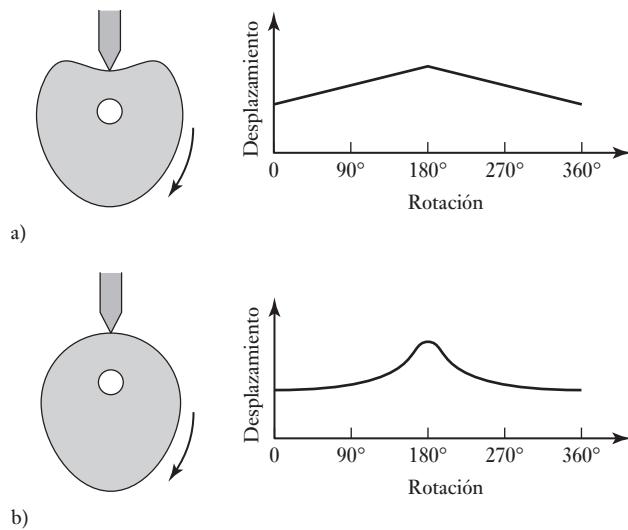
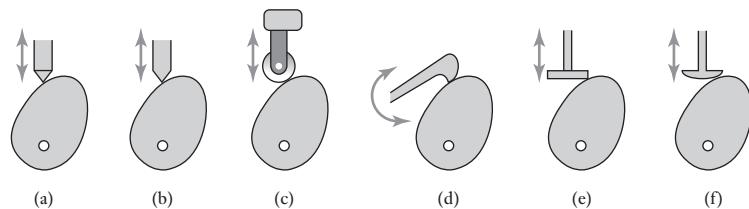


Figura 8.14 Seguidores de leva:
a) de punto; b) de cuchilla; c) de rodillo; d) deslizante y oscilante;
e) plana, y f) de hongo.



gran ventaja es la baja fricción con respecto al contacto deslizante aunque tienen un costo mayor. Los seguidores de cara plana tienen más demanda por ser más económicos y se pueden fabricar en tamaños más pequeños. Se utilizan mucho en levas de válvulas de motor. Aunque se pueden usar en seco, se les suele lubricar e incluso pueden estar sumergidas en aceite.

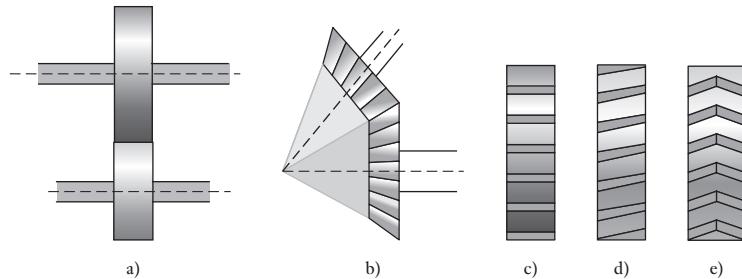
8.5

Engranes

Los **trenes de engranes** son mecanismos muy utilizados para transferir y transformar el movimiento rotacional. Se emplean cuando se necesita un cambio en la velocidad o en el par motor de un dispositivo que está girando. Por ejemplo, la caja de velocidades de un auto permite al conductor igualar los requerimientos de velocidad y par motor para cierta superficie con la potencia disponible del motor.

Los engranes transmiten el movimiento rotacional entre ejes paralelos (Figura 8.15a)) y entre ejes inclinados entre sí (Figura 8.15b)). El término **engrane cónico** se usa cuando las líneas de los ejes se intersecan, como se observa en la (Figura 8.15b)). Cuando dos engranes están dentados, el mayor se llama **corona** o **engrane** y el menor **piñón**. Los engranes que se usan para conectar ejes paralelos tienen dientes rectos, es decir, los ejes se cortan en líneas axiales paralelas al eje (Figura 8.15c)). Este tipo de engrane se conoce como **engrane recto**. Una variante es la que tiene dientes helicoidales, los cuales se cortan en forma de hélice (Figura 8.15d)) y se conocen como **engranes helicoidales**. Éstos ofrecen la ventaja de un engranado gradual de

Figura 8.15 a) Ejes de engranes paralelos, b) ejes inclinados entre sí, c) dentadura axial, d) dentadura de hélice, e) dentadura de doble hélice.



los dientes y, por lo tanto, la transmisión en los dientes es más suave y su vida se prolonga más. Sin embargo, la inclinación de los dientes respecto al eje produce una componente de fuerza axial en el cojinete del eje. Para eliminarla se utiliza una doble hilera de dientes helicoidales (Figura 8.15e)).

Considere dos engranes conectados, A y B (Figura 8.16). Si el engrane A tiene 40 dientes y el B 80 dientes, el engrane A gira dos veces en el mismo tiempo que el engrane B gira una vez. Por lo tanto, la velocidad angular del engrane A, ω_A , debe ser el doble de la del engrane B, ω_B , es decir:

$$\frac{\omega_A}{\omega_B} = \frac{\text{número de dientes en B}}{\text{número de dientes en A}} = \frac{80}{40} = 2$$

Dado que la cantidad de dientes de un engrane es proporcional a su diámetro, se tiene que:

$$\frac{\omega_A}{\omega_B} = \frac{\text{número de dientes en B}}{\text{número de dientes en A}} = \frac{d_B}{d_A}$$

Por lo tanto, en este caso, el engrane B debe tener dos veces el diámetro del A. El término **relación de engranaje** designa la relación entre las velocidades angulares de un par de engranes conectados. En el ejemplo, esta relación es 2.

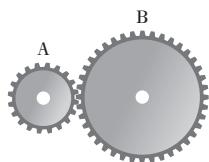


Figura 8.16
Dos engranes
conectados.

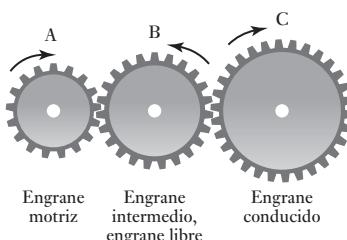
8.5.1 Trenes de engranes

El término **tren de engranes** describe una serie de engranes conectados entre sí. El término **tren de engranes simple** se aplica a un sistema en el que cada uno de sus ejes sólo tiene un engrane, como en la Figura 8.17. En este caso, la relación de engranaje total, es la relación entre las velocidades angulares entre los ejes de entrada y salida y, por lo tanto, es igual a ω_A/ω_C .

$$G = \frac{\omega_A}{\omega_C}$$

Considere un tren de engranes que consta de los engranes A, B y C, como en la Figura 8.17. El engrane A tiene 9 dientes y C, 27. Ahora bien, dado que la

Figura 8.17 Tren de engranes simple.



velocidad angular de un engrane es inversamente proporcional a la cantidad de dientes, la relación de engranaje es $27/9 = 3$. El efecto del engrane B es sólo modificar la dirección de rotación del engrane de salida respecto a la que tendría si sólo los engranes A y C estuvieran conectados. El engrane intermedio B, se denomina **engrane libre**.

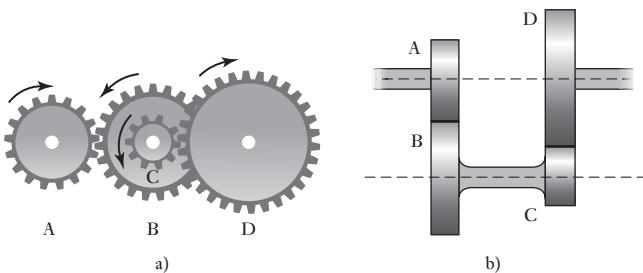
Esta ecuación para la relación de engranaje total G se puede reescribir como

$$G = \frac{\omega_A}{\omega_C} = \frac{\omega_A}{\omega_B} \times \frac{\omega_B}{\omega_C}$$

Pero ω_A/ω_B es la relación de engranaje del primer par y ω_B/ω_C es la del segundo par. Por lo tanto, la relación de engranaje total de un tren de engranes simple es igual al producto de las relaciones de engranaje de cada par sucesivo de engranes.

El término **train de engranes compuesto** se refiere a un tren de engranes cuando dos de ellos están montados en un eje común. En la Figura 8.18a) y b) se muestran dos ejemplos de este tren de engranes. El tren de engranes de la Figura 8.18b) permite que los ejes de entrada y salida estén en línea.

Figura 8.18 Tren de engranes compuesto.



Cuando dos engranes están montados en el mismo eje, su velocidad angular es igual. Por lo tanto, para los dos trenes de engranes compuestos de la Figura 8.16, $\omega_B = \omega_C$. La relación de engranaje total G es, por lo tanto,

$$G = \frac{\omega_A}{\omega_D} = \frac{\omega_A}{\omega_B} \times \frac{\omega_B}{\omega_C} \times \frac{\omega_C}{\omega_D} = \frac{\omega_A}{\omega_B} \times \frac{\omega_C}{\omega_D}$$

En el arreglo de la Figura 8.16b), para que los ejes de entrada y de salida estén alineados, es necesario que los radios de los engranes cumplan lo siguiente:

$$r_A + r_B = r_D + r_C$$

Considere un tren de engranes compuestos como el de la Figura 8.18a), donde A, el engrane motriz, tiene 15 dientes; B, 30 dientes; C, 18 dientes y D, el engrane conducido, 36 dientes. Dado que la velocidad angular de un engrane es inversamente proporcional al número de dientes, la relación de engranaje total es:

$$G = \frac{30}{15} \times \frac{36}{18} = 4$$

Por lo tanto, si la entrada en el engrane A es una velocidad angular de 160 rev/min, la velocidad angular de salida del engrane D es $160/4 = 40$ rev/min.

Un tren de engranes simple, sea de engranes de dientes rectos o helicoidales, o engranes cónicos, por lo general está limitado a una relación de engranaje

total de casi 10. Esto se debe a la necesidad de mantener el tren de engranes en dimensiones manejables a fin de mantener la cantidad de dientes de la rueda de piñón arriba de cierto número mínimo, en general entre 10 y 20. Para obtener relaciones de engranaje mayores se utilizan trenes de engranes compuestos porque la relación de engranaje es igual al producto de cada uno de las relaciones de engranaje de los conjuntos de engranes paralelos.

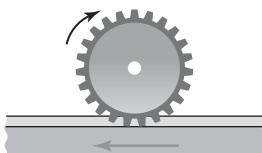


Figura 8.19 Piñón y cremallera.

8.5.2 Movimiento rotacional a movimiento de traslación

El **piñón y cremallera** (Figura 8.19) es otra forma de engranaje, que es en esencia dos engranajes interbloqueados uno con una base circular del radio infinito. Tales engranajes se pueden utilizar para transformar ya sea un movimiento lineal a uno rotatorio o un movimiento rotatorio a un movimiento interlineal.

Otro método que se ha empleado para convertir un movimiento rotatorio en uno de traslación es el **sistema de tornillo y tuerca**. Con la forma convencional de tornillo y tuerca, la tuerca gira y se mueve a lo largo del tornillo estacionario. Sin embargo, si el tornillo se gira en la tuerca, adjunta a la parte a ser conducida, la tuerca se mueve a lo largo de la rosca. A este arreglo se le conoce como **tornillo de avance**. El avance L es la distancia de movimiento paralelo al eje del tornillo cuando se le da una vuelta a la tuerca; para una rosca simple el avance es igual al paso. En n revoluciones la distancia de movimiento en paralelo al eje del tornillo será nL . Si se completan n revoluciones en un tiempo t , la velocidad lineal v paralela al eje del tornillo es nL/t . Como n/t es la cantidad de revoluciones por segundo f para el tornillo, entonces:

$$v = \frac{nL}{t} = fL$$

Sin embargo, hay problemas al utilizar este tipo de arreglo para convertir el movimiento de rotación en un movimiento lineal ya que hay fuerzas de alta fricción implicadas en el contacto de deslizamiento directo entre el tornillo y la tuerca así como con la falta de rigidez. El punto de la fricción se puede resolver si se utiliza un **husillo**. Este tipo de tornillo es idéntico en principio al tornillo de cabeza, pero los cojinetes de bolas se ubican en la tuerca del tornillo. Este arreglo se ha usado en robots para manejar el brazo, que funciona con un motor de c.d (Figura 8.20). El motor hace girar el tornillo, que a su vez mueve la tuerca hacia arriba o hacia abajo. El movimiento de la tuerca se transmite al brazo mediante una articulación.

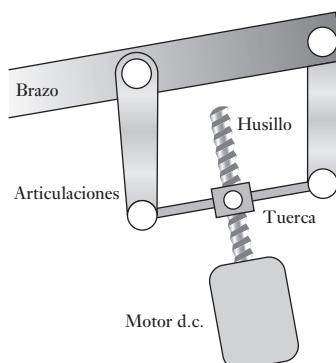


Figura 8.20 Husillo y articulaciones utilizados para mover el brazo de un robot.

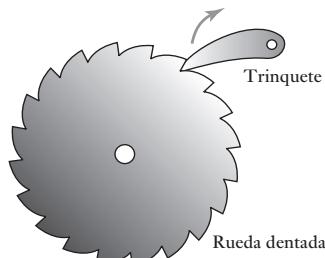
8.6**Rueda dentada
y Trinquete**

Figura 8.21 Rueda dentada y trinquete

Los **trinquetes** se utilizan para trabar un mecanismo cuando sostiene una carga. La Figura 8.21 muestra una rueda dentada y un seguro. Este mecanismo consta de una **rueda dentada**, con dientes en forma de sierra que se enganchan con un brazo denominado **trinquete**. El brazo está sujeto a un pivote que se mueve hacia atrás y hacia adelante para trabar la rueda. La forma de los dientes es tal que sólo permite la rotación en una dirección. El trinquete impide la rotación de la rueda dentada en el sentido de las manecillas del reloj y sólo puede hacerlo levantando el seguro, el cual casi siempre se acciona con un resorte para garantizar que de manera automática quede trabado en los dientes de la rueda dentada.

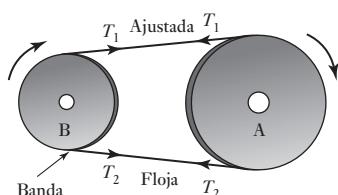
Un malacate que sirve para enrollar un cable en un tambor debe tener un trinquete para impedir que el cable se desenrolle al levantar la palanca.

8.7**Bandas
y cadenas
de transmisión**

Las bandas de transmisión son en esencia un par de cilindros giratorios con el movimiento de uno de ellos transfiriéndose al otro mediante una banda (Figura 8.22). En las bandas de transmisión se aprovecha la fricción que se crea entre las poleas montadas sobre los ejes y la banda que rodea el arco de contacto para transmitir un par motor. Dado que la transferencia se basa en las fuerzas de fricción, existe la posibilidad de un derrape o deslizamiento. El par motor transmitido se debe a las diferencias de tensión que se producen en la banda durante la operación. Esta diferencia ocasiona que en la banda haya un lado apretado y otro flojo. Si la tensión en la parte apretada es igual a T_1 y la del lado flojo es T_2 , entonces la polea A de la Figura 8.22 es la polea conductora:

$$\text{par motor en A} = (T_1 - T_2)r_A$$

Figura 8.22 Banda de transmisión



donde r_A es el radio de la polea A. Para la polea impulsada B se tiene que:

$$\text{par motor en B} = (T_1 - T_2)r_B$$

donde r_B es el radio de la polea B. Dado que la potencia transmitida es igual al producto del par motor y de la velocidad angular, y puesto que la velocidad angular es igual a v/r_A para la polea A y v/r_B para la polea B, donde v es la velocidad de la banda, entonces en cada polea tenemos:

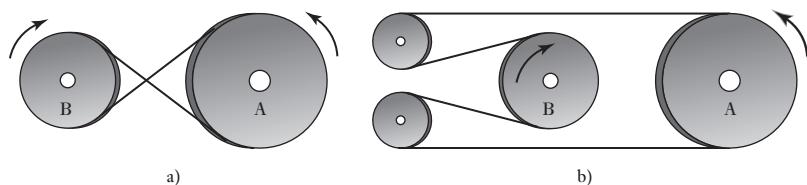
$$\text{potencia} = (T_1 - T_2)v$$

En el método para transmitir potencia entre dos ejes, las bandas de transmisión tienen la ventaja de que la longitud de la banda se ajusta con facilidad

para adaptarla a una amplia gama de distancias eje a eje, y proteger el sistema de manera automática de una sobrecarga, pues si la carga rebasa la tensión máxima que puede mantener gracias a las fuerzas de fricción, de inmediato se produce un deslizamiento. Si las distancias entre los ejes son grandes, es más conveniente usar bandas de transmisión que engranes; en cambio, para distancias de separación pequeñas es preferible usar engranes. Para obtener un efecto de engranaje se utilizan poleas de diferente tamaño. Sin embargo, la relación de engranaje está limitada alrededor de 3, debido a la necesidad de mantener un arco de contacto adecuado entre la banda y las poleas.

La banda de transmisión de la Figura 8.22 hace girar la rueda impulsada en la misma dirección de la rueda impulsora. La Figura 8.23 muestra dos tipos de transmisiones inversoras. En las dos formas de transmisión, ambas caras de la banda están en contacto con las ruedas, por lo que no es posible utilizar bandas en V (bandas trapezoidales) ni bandas dentadas reguladoras de tiempo.

Figura 8.23 Bandas de transmisión inversas:
a) transmisión cruzada,
b) transmisión abierta.



8.7.1 Tipos de bandas

Los cuatro tipos principales de bandas (Figura 8.24) son:

1. *Plana*

El área transversal de esta banda es rectangular. La eficiencia de esta transmisión es casi 98% y produce poco ruido. Es capaz de transmitir la potencia en largas distancias entre los centros de las poleas. Las poleas con cejas se usan para impedir que las bandas se salgan de la guía.

2. *Redonda*

La sección transversal es circular y se emplea con poleas con ranura.

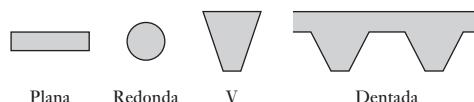
3. *En V*

Las bandas en V o trapezoidales se utilizan en poleas con ranura. Son menos eficientes que las bandas planas, aunque se pueden usar muchas de ellas en una sola rueda, por lo que es posible obtener una transmisión múltiple.

4. *Banda dentada reguladora de tiempo*

Las bandas reguladoras de tiempo requieren ruedas dentadas en las que cada diente encaje en las ranuras de las ruedas. Esta banda, a diferencia de otras, no se estira ni se resbala, por lo que transmite potencia a una velocidad angular constante. Los dientes le permiten avanzar a velocidad lenta o rápida.

Figura 8.24 Tipos de banda.



8.7.2 Cadenas

Para evitar deslizamientos se utilizan cadenas que se traban en los dientes de los cilindros rotacionales, lo que equivale a un par de engranes conectados. La relación de engranaje de una cadena es la misma que la de un tren de engranes. El mecanismo de transmisión de una bicicleta es un ejemplo de cadena de transmisión. Las cadenas permiten controlar varios ejes usando sólo una rueda, con lo que se logra una transmisión múltiple. No son tan silenciosas como la banda dentada reguladora de tiempo, pero se pueden usar en pares de rotación mayores.

8.8

Cojinetes (chumaceras)

Siempre que hay desplazamiento de una superficie que está en contacto con otra, ya sea por rotación o deslizamiento, las fuerzas de fricción producidas generan calor que desperdicia energía y produce desgaste. La función de los **cojinetes** o **chumaceras** (también conocidos como **rodamientos**) es guiar el movimiento de una parte respecto a otra con mínima fricción y máxima exactitud.

Es de particular importancia la necesidad de proporcionar un soporte adecuado a los ejes rotacionales, es decir, un soporte a las cargas radiales. El término **cojinete de empuje** designa los cojinetes que permiten soportar fuerzas a lo largo de un eje cuando el movimiento relativo es una rotación. En las siguientes secciones se resumen las características de diversos tipos de chumaceras de uso común.

8.8.1 Cojinetes de deslizamiento

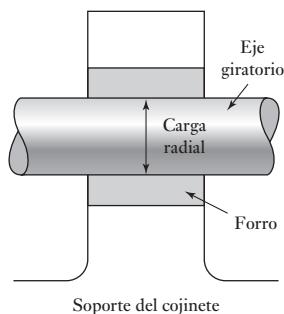


Figura 8.25 Cojinete de deslizamiento.

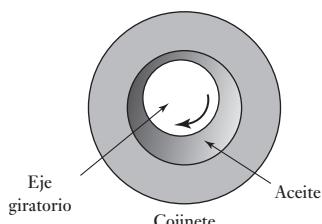


Figura 8.26 Cojinete con lubricación hidrodinámica.

Los cojinetes se usan para apoyar ejes rotacionales que soportan carga en dirección radial. El cojinete consiste básicamente en una inserción de un material adecuado que se ajusta entre el eje y el soporte (Figura 8.25). Al girar el eje, la superficie del soporte se desliza sobre la superficie del cojinete. El inserto puede ser un metal blando, una aleación de aluminio, una aleación de cobre, bronce o un polímero como el nailon o el PTFE. Gracias al material insertado se reducen la fricción y el desgaste que se habrían producido si el eje hubiese girado en un orificio en el soporte. El cojinete puede operar en seco o lubricado. Plásticos como el nailon y el PTFE en general se utilizan sin lubricación, ya que su coeficiente de fricción es muy bajo. Un material muy utilizado para fabricar cojinetes es el bronce sinterizado, cuya estructura porosa permite que se impregne aceite y, de esta manera, el cojinete ya tiene un lubricante “incorporado”.

La lubricación puede ser:

1. Hidrodinámica

El **cojinete con lubricación hidrodinámica** tiene un eje que gira continuamente en aceite, de manera que su desplazamiento sólo se realiza en el aceite y no se apoya en el metal (Figura 8.26). La carga se soporta gracias a la presión que la rotación del eje genera en el aceite.

2. Hidrostática

Un problema de la lubricación hidrodinámica es que el eje sólo se mueve en aceite cuando gira; pero si está en reposo, hay contacto metal a metal. Para evitar un excesivo desgaste durante el arranque y cuando la carga es baja, se bombea aceite al área del cojinete con presión suficiente para levantar el eje y mantenerlo separado del metal en condiciones de reposo.

3. De capa sólida

Es un revestimiento de material sólido como grafito o disulfuro de molibdeno.

4. Capa límite

Se trata de una delgada capa de lubricante que se adhiere a la superficie del cojinete.

8.8.2 Cojinetes de bolas y de rodillos

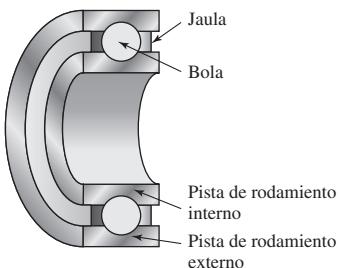


Figura 8.27 Elementos básicos de un cojinete de bolas.

Con este tipo de cojinetes, la carga principal se transfiere del eje rotacional al apoyo mediante un contacto de rodadura en vez de un contacto por deslizamiento. Un cojinete de rotación consta de cuatro elementos principales: una pista interna, una pista externa, el elemento de rodamiento de bolas o rodillos y una jaula que mantiene separados los elementos de rodamiento (Figura 8.27). Las pistas de rodamiento internas y externas contienen guías endurecidas dentro de las cuales giran los elementos rodantes.

Hay varios tipos de cojinetes de bolas:

1. Rígido de bolas (Figura 8.28a)).

Este cojinete es bueno para soportar cargas radiales, aunque moderadamente bueno para soportar cargas axiales. Es un rodamiento versátil que se puede utilizar con una amplia gama de cargas y velocidades.

2. Ranura de relleno (Figura 8.28b)).

Este cojinete soporta cargas radiales mayores que los rígidos de bolas, pero no se usan cuando hay cargas axiales.

3. Contacto angular (Figura 8.28c)).

Es recomendable para cargas radiales y axiales y mejor aún para cargas axiales que el rígido de bolas.

4. De doble hilera (Figura 8.28d)).

Los cojinetes de bolas de doble hilera se fabrican en diversos tipos y son capaces de soportar cargas radiales mayores que los de una hilera. En la figura se ilustra un cojinete de bolas de doble hilera con ranura profunda; existen versiones de doble hilera para cada una de las versiones de una hilera anteriores.

5. Cojinete autoalineable (Figura 8.28e)).

Los cojinetes de una hilera pueden aceptar una ligera desalineación del eje, pero si la desalineación es considerable, debe usarse un cojinete corrector de holgura. Éste sólo tiene capacidad para soportar cargas radiales moderadas y es deficiente para cargas axiales.

6. Axiales (Figura 8.28f)).

Están diseñados para soportar cargas axiales, aunque no son adecuados para cargas radiales.

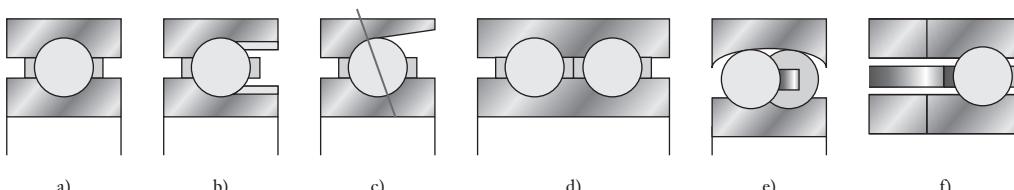


Figura 8.28 Tipos de un cojinete de bolas.

También hay varios tipos de cojinetes de rodillos; los siguientes son algunos ejemplos:

1. *Rodillo cilíndrico* (Figura 8.29a))

Es mejor para cargas radiales que el cojinete de bolas equivalente, pero en general no es recomendable para cargas axiales. Soportan cargas mayores que los cojinetes de bolas de las mismas dimensiones debido a su mayor área de contacto. Sin embargo, no permiten desalineamiento.

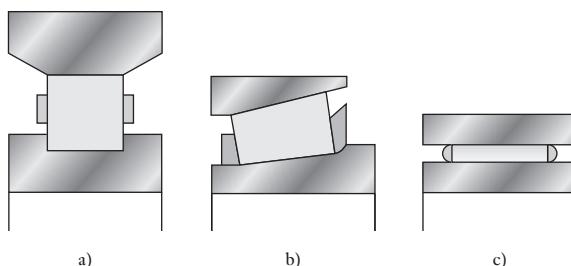
2. *Rodillo cónico* (Figura 8.29b))

Es bueno para cargas radiales y en una dirección para cargas axiales.

3. *Rodillo de agujas* (Figura 8.29c))

Su rodillo tiene una relación longitud/diámetro de valor elevado y tiende a usarse en situaciones donde no hay suficiente espacio para alojar el cojinete de bolas o de rodillos equivalentes.

Figura 8.29 Cojinetes de rodillos.



8.8.3 Selección de los rodamientos

En general, los cojinetes de deslizamiento seco sólo se utilizan en ejes de diámetro pequeño con carga y velocidad también pequeños; los rodamientos de bolas y de rodillos, es decir, en los que hay movimiento rotacional, se usan para rangos mucho más amplios de diámetros de eje, cargas y velocidad más altas, y los rodamientos hidrodinámicos se usan para cargas y ejes de diámetro grandes.

Resumen

Los **mecanismos** son dispositivos que pueden considerarse convertidores de movimiento porque transforman el movimiento de una forma a otra forma requerida.

Al movimiento de un cuerpo se le puede considerar una combinación de movimientos de rotación y de traslación. El número de **grados de libertad** es el número de componentes al movimiento que son requeridos para generar el movimiento.

Cada parte de un mecanismo que tiene movimiento relativo a alguna otra parte es conocido como **articulación**. A los puntos de unión de una articulación con los puntos de otras se les llama **nodos**. Una **unión** es una conexión entre dos o más articulaciones en sus nodos. A una secuencia de uniones y articulaciones se le conoce como **cadena cinemática**. Una **cadena de cuatro barras** consiste de cuatro articulaciones conectadas para dar cuatro uniones en las que se pueda realizar un giro.

Una **leva** es un cuerpo que gira u oscila y al hacer esto difunde un movimiento reciprocatante u oscilatorio a un segundo cuerpo llamado **seguidor**, con el que está en contacto.

Los **engranes** se pueden utilizar para la transmisión del movimiento rotatorio entre los ejes paralelos y para los ejes cuyos ejes están inclinados entre sí.

Los sistemas de **piñón** y **cremallera** y de **tornillo** y **tuerca** se pueden emplear para convertir el movimiento de rotación a movimiento de traslación.

Los **trinquetes** se usan para asegurar o detener un mecanismo cuando está sosteniendo una carga.

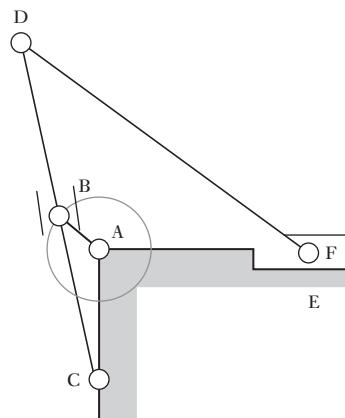
La **banda** y la **cadena de transmisión** se pueden usar para transmitir el movimiento rotatorio entre ejes que son paralelos y tienen alguna distancia.

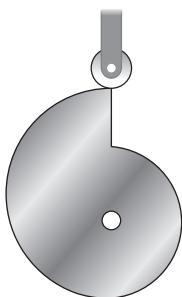
Los **cojinetes** se utilizan para guiar con la mínima fricción y la máxima exactitud el movimiento de una pieza con relación a otra.

Problemas

- 8.1 Explique los términos: a) mecanismo, b) cadena cinemática.
- 8.2 Explique qué es una cadena de cuatro barras.
- 8.3 Después de analizar los siguientes mecanismos, indique los grados de libertad de cada uno:
 - a) El mecanismo de la bisagra del cofre de un automóvil.
 - b) El mecanismo de la puerta trasera de una camioneta.
 - c) El mecanismo del limpiaparabrisas.
 - d) Su rodilla
 - e) Su tobillo.
- 8.4 Analice el movimiento de los siguientes mecanismos e indique si hay rotación pura, traslación pura o es una combinación de componentes de rotación y traslación.
 - a) Las teclas en el teclado de una computadora.
 - b) La pluma de un graficador XY (plotter).
 - c) La manecilla de un reloj.
 - d) La aguja de un amperímetro de bobina móvil.
 - e) Un desarmador automático.
- 8.5 En el mecanismo de la Figura 8.30, el brazo AB gira a velocidad constante. B y F son guías de deslizamiento que van de CD y de AF. Describa el comportamiento de este mecanismo.

Figura 8.30 Problema 8.5.



**Figura 8.31**

Problema 8.6.

- 8.6 Explique cómo variará el desplazamiento de la leva-seguidor de la Figura 8.31 con el ángulo de rotación de la leva.
- 8.7 Una leva circular con diámetro de 100 mm tiene un eje de rotación excéntrico desviado unos 30 mm del centro. Cuando se usa con un seguidor tipo cuchillo y su línea de acción pasa por el centro de rotación, ¿cuál será la diferencia entre los desplazamientos máximo y mínimo del seguidor?
- 8.8 Diseñe un sistema de leva-seguidor que produzca velocidades de seguidor constantes cuando los desplazamientos del seguidor varíen entre 40 y 100 mm.
- 8.9 Diseñe un sistema mecánico que sirva para:
 - a) Operar una secuencia de microinterruptores de acuerdo con una secuencia programada.
 - b) Mover una herramienta a velocidad constante en una dirección y luego rápidamente regresarla a su posición inicial.
 - c) Transformar una rotación en un movimiento lineal de avance y retroceso con movimiento armónico simple.
 - d) Transformar una rotación con cierta abertura angular en un desplazamiento lineal.
 - e) Transformar la rotación de un eje en la rotación de otro eje paralelo a determinada distancia del primero.
 - f) Transformar la rotación de un eje en la rotación de otro eje cercano en posición perpendicular respecto al primero.
- 8.10 Un tren de engranes compuesto consta de un engrane final impulsado con 15 dientes conectado a otro engrane con 90 dientes. En el mismo eje del segundo engrane hay un engrane con 15 dientes; éste se conecta con un cuarto engrane, que es el engrane motriz con 60 dientes, ¿cuál es la relación de engranaje total?

Capítulo nueve

Sistemas de actuación eléctrica

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- **Evaluar las características operacionales de los sistemas de actuación eléctrica: relevadores, interruptores de estado sólido (tiristores, transistores bipolares y MOSFETs), solenoides, motores de c.d., de c.a. y paso a paso.**
- **Explicar los principios de motores de c.d., entre ellos el motor de imán permanente y cómo éste puede tener su velocidad controlada.**
- **Explicar el principio del motor de c.d. de imán permanente sin escobillas.**
- **Explicar los principios de la reluctancia variable, imán permanente y formas hibridas del motor paso a paso y cómo se pueden generar las secuencias de paso.**
- **Explicar los requerimientos para seleccionar motores de concordancia de inercia, así como los de torque y potencia.**

9.1

Sistemas eléctricos

Al estudiar los sistemas eléctricos que se emplean como actuadores de control deberán tenerse en cuenta los siguientes dispositivos y sistemas:

1. *Dispositivos de conmutación*, como interruptores mecánicos, por ejemplo, relevadores e interruptores de estado sólido, por ejemplo, diodos, tiristores y transistores, en los que la señal de control enciende o apaga un dispositivo eléctrico, tal vez un calentador o un motor.
2. *Dispositivos tipo solenoide*, en los cuales una corriente que pasa por un solenoide acciona un núcleo de hierro dulce, por ejemplo, una válvula hidráulica/neumática operada por solenoide, donde la corriente de control que pasa por el solenoide se utiliza para regular el flujo hidráulico/neumático.
3. *Sistemas motrices*, por ejemplo, motores de c.d. y de c.a., en los cuales la corriente que pasa por el motor produce una rotación.

Este capítulo da un panorama general de este tipo de dispositivos y sus características.

9.2

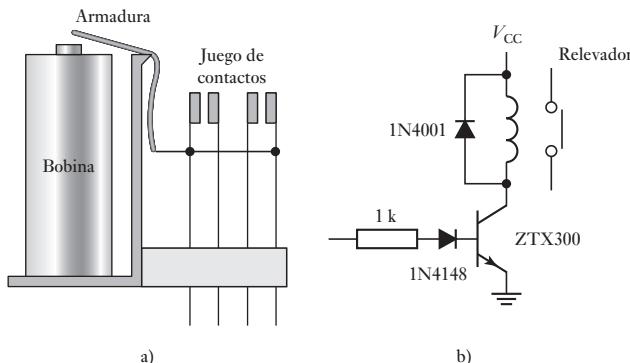
Interruptores mecánicos

Los interruptores mecánicos son elementos que con frecuencia se usan como sensores para producir y enviar entradas a diversos sistemas, por ejemplo, un teclado (vea la sección 2.12). En este capítulo nos concentraremos en su empleo como actuadores quizás para encender motores eléctricos o elementos calefactores, o para poner en circulación una corriente para la actuación de válvulas solenoide que controlan cilindros hidráulicos o neumáticos. El **relevador** eléctrico es un ejemplo de interruptor mecánico que en los sistemas de control se usa como actuador.

9.2.1 Relevadores

Los relevadores son interruptores operados eléctricamente, en los que el cambio de corriente en un circuito hace que circule o no una corriente en otro circuito. Para el relevador que se muestra en la Figura 9.1a), cuando fluye corriente a través del solenoide del relevador, se produce un campo magnético que atrae la armadura metálica, mueve la varilla de empuje, cierra los contactos del interruptor normalmente abierto (NO, **normally open**) y abre los contactos del interruptor normalmente cerrado (NC, **normally closed**).

Figura 9.1 a) Un relevador y b) un circuito conductor.



Los relevadores se utilizan con frecuencia en sistemas de control; la salida del controlador es relativamente pequeña y para encender o apagar el elemento final de corrección se necesita una corriente mucho más grande, por ejemplo, la corriente requerida por un calefactor eléctrico en un sistema de control de temperatura o por un motor. En tal situación es posible que se usen relevadores en conjunto con circuitos transistorizados, la Figura 9.1b) muestra el tipo de circuito que se utilizaría. Debido a que los relevadores son inductores, pueden generar un contravoltaje cuando deja de fluir la corriente de energización o cuando sus interruptores de entrada van de un estado alto a uno bajo. Como resultado se puede presentar daño en el circuito de conexión. Para solucionar este problema, se conecta un diodo a través del relevador. Cuando se presenta la fuerza contraelectromotriz, el diodo conduce y la extingue. Este diodo es conocido como **diodo de protección o flyback**.

Para ilustrar cómo se utilizan los relevadores en los sistemas de control, la Figura 9.2 muestra cómo se usan dos relevadores para controlar el funcionamiento de válvulas neumáticas, las que a su vez controlan el movimiento de los vástagos de tres cilindros A, B y C. La secuencia de operaciones es la siguiente:

1. Al cierre del interruptor de arranque, la corriente se aplica a los solenoides A y B, con lo que A y B se extienden, es decir, A+ y B+.
2. Los sensores de final de carrera a+ y b+ se cierran; al cierre de a+ fluye una corriente por el devanado del relevador 1, el cual cierra sus contactos y suministra corriente al solenoide C que se extiende, es decir, C+.
3. Debido a esta extensión, el sensor de final de carrera c+ se cierra y se suministra corriente para comutar las válvulas de control A y B, lo que provoca la retracción de los cilindros A y B, es decir, A- y B-.
4. Al cerrar el sensor de final de carrera a- pasa una corriente por el devanado del relevador 2; sus contactos se cierran y suministra corriente a la válvula C y el cilindro C se retrae, es decir, C-.

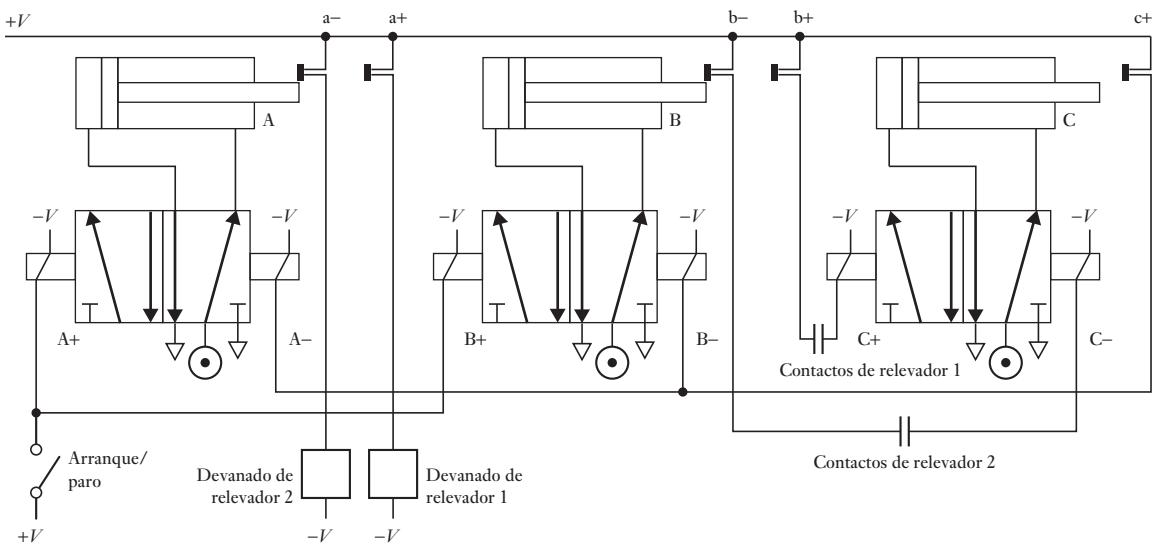


Figura 9.2 Sistema controlado por relevador.

La secuencia dada por este sistema es: A+ y B+ en forma simultánea; luego, C+, seguido de A- y B- simultáneamente y, al final, C-.

Los **relevadores de retardo** son relevadores de control y su acción de conmutación se produce con un retardo que, por lo general, es ajustable y se inicia al pasar una corriente por el devanado del relevador o cuando deja de pasar por éste.

9.3

Interruptores de estado sólido

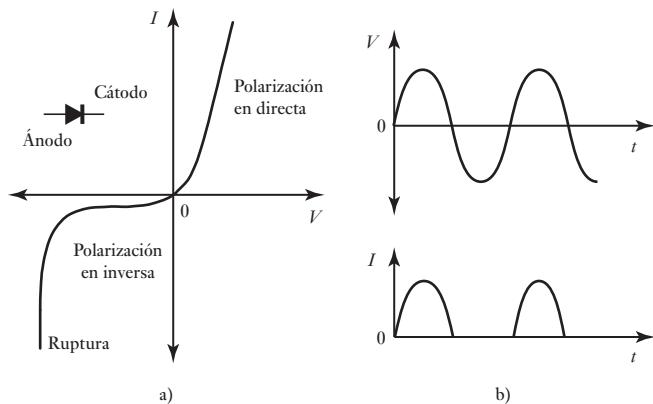
Para realizar la conmutación electrónica de los circuitos se utilizan diversos dispositivos de estado sólido. Entre éstos figuran los siguientes:

1. Diodos
2. Tiristores y triacs
3. Transistores bipolares
4. MOSFETs de potencia

9.3.1 Diodos

Un **diodo** tiene la característica mostrada en la Figura 9.3a), en la que el diodo sólo da paso a la corriente cuando su polarización es en directa, es decir, cuando el ánodo es positivo respecto del cátodo. Si el diodo tiene una polarización en inversa suficiente, es decir, un voltaje muy alto, causa una ruptura. Si a un diodo se le aplica un voltaje alterno, se puede considerar que está conectado sólo cuando la dirección del voltaje es tal que produce una polarización en directa; el diodo se desconecta cuando está en la dirección de polarización en inversa. El resultado es que la corriente que fluye por el diodo está rectificada a la mitad para convertirse justo en la corriente debida a la mitad positiva del voltaje de entrada (Figura 9.3 b)), por ejemplo, el circuito sólo ‘enciende’ para la mitad de ciclo positivo.

Figura 9.3 a) Características del diodo, b) rectificación de media ola.



9.3.2 Tiristores y triacs

El **tiristor** o **rectificador controlado de silicio** (SCR, por sus siglas en inglés) es un diodo con una compuerta que controla las condiciones en las que se activa. La Figura 9.4a) muestra las características de un tiristor. Si la corriente en la compuerta es cero, el tiristor pasa una corriente despreciable cuando la polarización es en inversa (a menos que su polarización en inversa tenga un valor elevado, de cientos de voltios, cuando se produce su ruptura). Si el tiristor tiene polarización en directa, la corriente también es despreciable, hasta que se rebasa el voltaje de ruptura. Cuando esto sucede, el voltaje en el diodo desciende a un nivel bajo, de 1 o 2 V, y lo único que limita la corriente es la resistencia externa en un circuito. Por ejemplo, si el voltaje de ruptura en sentido directo es 300 V, al alcanzar este voltaje, el tiristor se activa y el voltaje desciende a 1 o 2 V. Si el tiristor está en serie con un resistor, por ejemplo de $20\ \Omega$ (Figura 9.4b)), se tiene una resistencia muy alta antes de la ruptura en serie con los $20\ \Omega$ y virtualmente todos los 300 V están en el tiristor y la corriente es despreciable. Si la ruptura ocurre en sentido directo, el voltaje en el tiristor disminuye, por ejemplo, a 2 V; por lo tanto, ahora hay $300 - 2 = 298$ V en el resistor de $20\ \Omega$, y la corriente aumenta a $298/20 = 14.9$ A. Una vez activado el tiristor permanece así hasta que la corriente en sentido directo disminuye a un valor inferior a unos cuantos miliamperes. El voltaje que produce la ruptura en sentido directo depende de la corriente que entra a la compuerta: cuanto mayor sea la corriente, menor será el voltaje de ruptura. La capacidad para manejar voltajes de un tiristor es alta y, por lo tanto, con frecuencia se usan para conectar/desconectar aplicaciones que manejan voltajes elevados. Por ejemplo, el CF106D de Texas Instruments tiene un

Figura 9.4 a) Características de un tiristor, b) circuito del tiristor.

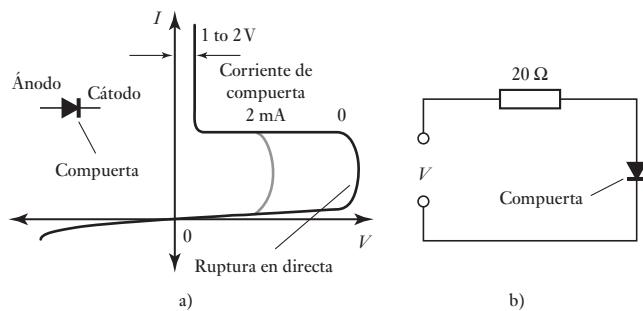
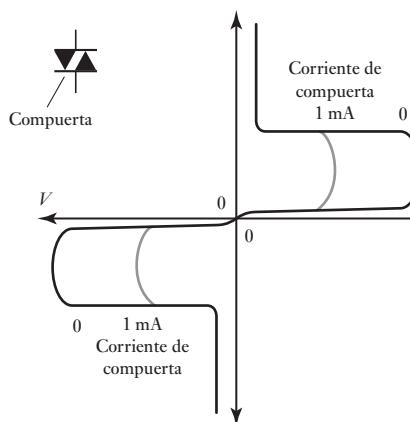


Figura 9.5 Características de un triac.

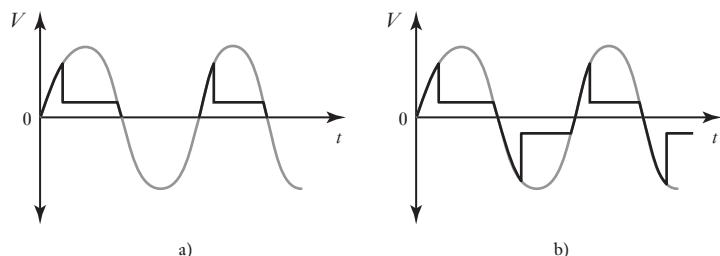


voltaje máximo sin riesgo de disparo de 400 V y una corriente máxima de disparo en la compuerta de 0.2 mA.

El triac (tiristor bidireccional) es similar al tiristor y equivale a un par de tiristores conectados en forma inversa y en paralelo al mismo chip. El triac se activa en sentido directo y en sentido inverso; la Figura 9.5 ilustra sus características. Un ejemplo es el triac MAC212-4 de Motorola, que tiene un voltaje máximo sin riesgo de disparo de 200 V y una corriente máxima en condiciones de trabajo de 12 A r.m.s. Los triacs son un medio sencillo y más o menos barato para controlar potencia de c.a.

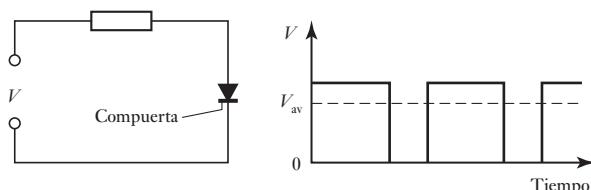
La Figura 9.6 muestra el efecto que se produce al aplicar un voltaje alterno senoidal en: a) un tiristor y b) un triac. La ruptura en sentido directo ocurre cuando el voltaje aumenta hasta el valor de ruptura; a partir de ese momento, el voltaje en el dispositivo permanece bajo.

Figura 9.6 Control de voltaje:
a) tiristor, b) triac.



Un ejemplo de cómo usar estos dispositivos en aplicaciones de control, se ilustra en la Figura 9.7 con un tiristor para controlar un voltaje de c.d. con valor constante V . El tiristor funciona como interruptor mediante la compuerta para activar o desactivar el dispositivo. Al aplicar una señal alterna en la compuerta se recorta el voltaje de alimentación y se produce un voltaje intermitente. De esta manera, la señal alterna aplicada a la compuerta modifica el valor promedio (V_{av}) del voltaje de c.d. de salida y, por lo tanto, lo controla.

Figura 9.7 Control de c.d. por tiristor.



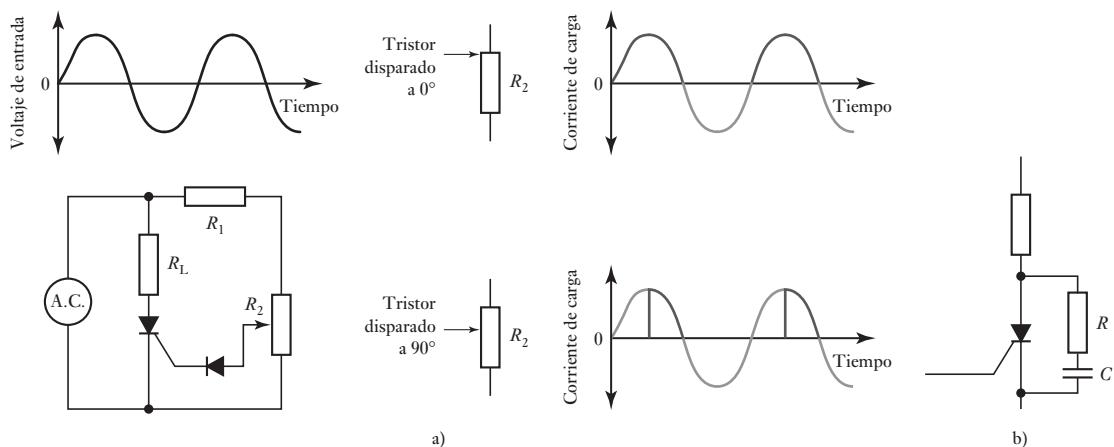


Figura 9.8 a) Circuito para control de fase, b) circuito amortiguador o de frenado (*snubber*).

Otro ejemplo de aplicación de control es la corriente alterna que se usa en los calentadores eléctricos, los motores eléctricos o los controladores de intensidad luminosa de los focos (dimmers). La Figura 9.8a) muestra un circuito para control de fase, de resistencia variable y de media onda. La corriente alterna se aplica en la carga, por ejemplo, en el foco del circuito de control de intensidad luminosa, y en serie con el tiristor. R_1 es un resistor limitador de corriente y R_2 un potenciómetro que establece el valor a partir del cual se dispara el tiristor. El diodo impide que la parte negativa del ciclo de voltaje alterno se aplique a la compuerta. Al ajustar R_2 , el tiristor se disparará a cualquier valor comprendido entre 0° y 90° durante el semiciclo positivo del voltaje alterno aplicado. Cuando el tiristor se dispara cerca del inicio del ciclo, es decir, cerca de 0° , conduce durante todo el semiciclo positivo y a la carga se aplica el máximo voltaje. Conforme el disparo del tiristor se retrasa a un momento posterior del ciclo, el voltaje que se aplica a la carga también se reduce.

Cuando se aplica voltaje de manera súbita a un tiristor o un triac, con la compuerta apagada, el tiristor cambia su condición de desactivado a activado. Un valor de voltaje característico que permite producir este efecto es del orden de $50 \text{ V}/\mu\text{s}$. Si la fuente de alimentación es un voltaje de c.d., el tiristor puede continuar en el estado de conducción anterior hasta que se produce una interrupción del circuito. Para evitar este brusco cambio del voltaje de alimentación que causa este efecto, se controla la razón de cambio del voltaje con respecto al tiempo, es decir dV/dt ; para ello se usa un **circuito amortiguador o de frenado (snubber)**, que consta de un resistor conectado en serie con un capacitor que se coloca en paralelo con el tiristor (Figura 9.8b)).

9.3.3 Transistores bipolares

Existen dos tipos de **transistores bipolares**: el npn y el pnp. La Figura 9.9a) muestra el símbolo de cada uno. En el transistor npn la corriente principal entra por el colector y sale por el emisor y en la base se aplica una señal de control. En el transistor pnp la corriente principal entra por el emisor y sale por el colector y en la base se aplica una señal de control.

En un transistor npn conectado como ilustra la Figura 9.9b), o el circuito conocido como emisor común, la relación entre la corriente de colector, I_C , y la diferencia de potencial entre el colector y el emisor, V_{CE} , se describen

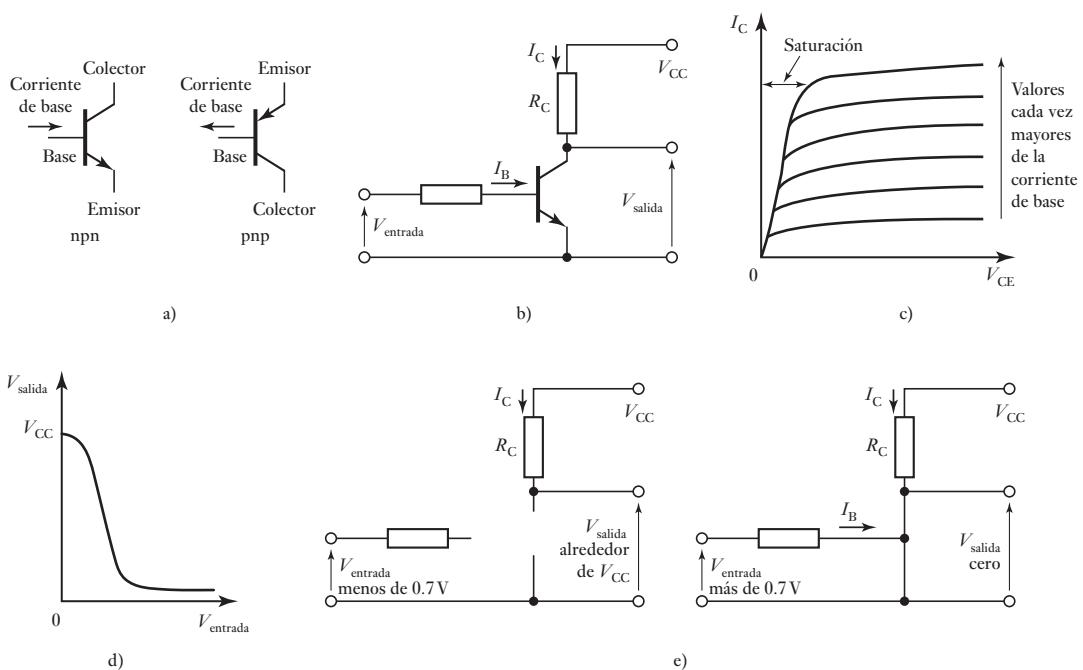


Figura 9.9 a) Símbolos de los elementos de un transistor; b), c), d), e) interruptor del transistor.

mediante la serie de gráficas de la Figura 9.9c). Cuando la corriente de base I_B es cero, el transistor está en corte; en este estado, la unión base-emisor y la unión base-colector tienen polarización en inversa. Al aumentar la corriente de base, la corriente del colector también aumenta y V_{CE} disminuye como consecuencia de la mayor cantidad de voltaje que cae en R_C . Cuando el valor de V_{CE} aumenta hasta el valor $V_{CE(\text{sat})}$, la unión base-colector se polariza en directa y la corriente del colector ya no puede aumentar, aun cuando aumentara la corriente de base. Lo anterior se llama **saturación**. Al modificar el valor de la corriente de base entre 0 y un valor que lleve al transistor a la saturación, es posible usar un transistor bipolar como interruptor. Cuando no hay voltaje de entrada, casi todo el voltaje aparece en la salida. Cuando el voltaje de entrada se hace suficientemente alto, el transistor cambia de forma que en la salida aparece una pequeña fracción del voltaje (Figura 9.9d)). La Figura 9.9e) resume este comportamiento invertido de un transistor típico.

La relación entre la corriente de colector y la corriente de base I_B para valores por debajo de aquellos que llevan al transistor a la saturación es:

$$I_C = h_{FE} I_B$$

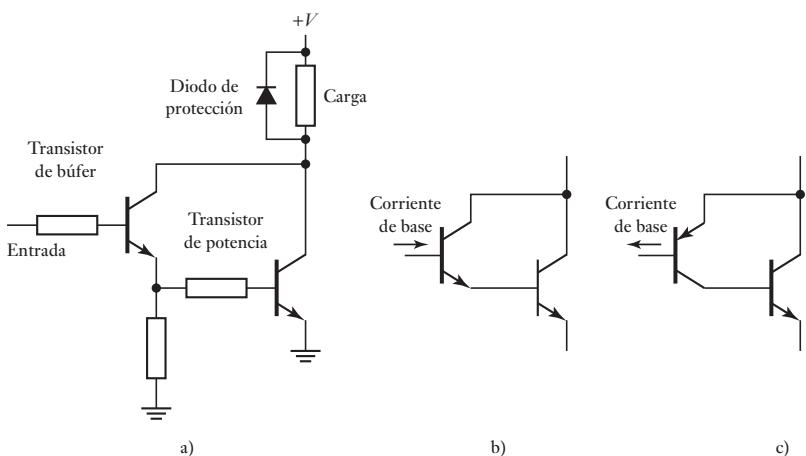
donde h_{FE} es la **ganancia de corriente**. En condiciones de saturación, la corriente del colector $I_{C(\text{sat})}$ es:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}}{R_C}$$

Para asegurar que el transistor llegue a la saturación, la corriente de base deberá, por lo tanto, aumentar por lo menos hasta el valor:

$$I_{B(\text{sat})} = \frac{I_{C(\text{sat})}}{h_{FE}}$$

Figura 9.10 a) Comutación de una carga, b) y c) pares de Darlington.



De esta manera, en un transistor con h_{FE} de 50 y $V_{CE(sat)}$ de 1 V, en un circuito con $R_C = 10 \Omega$ y $V_{CC} = 5$ V, la corriente de base debe aumentar por lo menos a 8 mA.

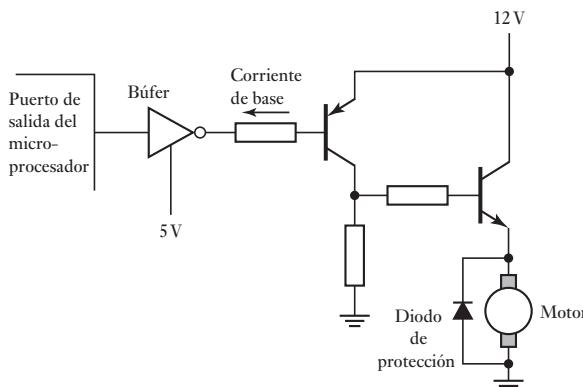
Debido a que la corriente de base necesaria para excitar un transistor de potencia bipolar es bastante grande, es frecuente la necesidad de un segundo transistor para activar la comutación mediante corrientes relativamente pequeñas, por ejemplo, la corriente que proporciona un microprocesador. Por lo tanto, un circuito comutador sería de la forma mostrada en la Figura 9.10a). La combinación de un par de transistores que permite la comutación de un valor de corriente alto con una entrada de corriente pequeña se conoce como **par de Darlington**, el cual se puede obtener en dispositivos de un solo chip. Por lo general, un **diodo de protección** se conecta en paralelo con el transistor de potencia para evitar que el transistor se dañe durante su desconexión, ya que en general se emplea con cargas inductivas y pueden producirse voltajes transitorios considerables. El circuito integrado ULN2001N de SGS-Thompson contiene siete pares de Darlington separados, cada uno con su propio diodo de protección. La especificación de los pares indica 500 mA continuos y resiste picos de hasta 600 mA.

La Figura 9.10b) ilustra las conexiones de un par de Darlington cuando se combina un transistor npn pequeño con un transistor npn grande; lo que se obtiene equivale a un transistor npn grande, con un factor de amplificación grande. La Figura 9.10c) muestra las conexiones de un par de Darlington de un transistor pnp pequeño unido a un transistor npn grande; lo que se obtiene equivale a un transistor pnp grande.

Cuando se utilizan actuadores controlados por transistor con un microprocesador, debe ponerse atención en la magnitud de la corriente de base requerida y su dirección. El valor de dicha corriente podría ser demasiado grande y requerir el empleo de un búfer. Éste aumenta la corriente de excitación hasta alcanzar el valor requerido. El búfer también puede servir para invertir. La Figura 9.11 ilustra cómo emplear un búfer cuando se utiliza una comutación por transistor para controlar un motor de c.d. mediante una comutación de encendido-apagado. El búfer tipo 240 es inversor, en tanto los tipos 241 y 244 son no inversores. El búfer 74LS240 tiene una corriente máxima de salida de alto nivel de 15 mA y una corriente máxima de salida de bajo nivel de 24 mA.

La comutación de un transistor bipolar se realiza mediante corrientes de base y existe la posibilidad de utilizar frecuencias de comutación mayores que en los tiristores. Su capacidad de manejo de potencia es menor que la de los tiristores.

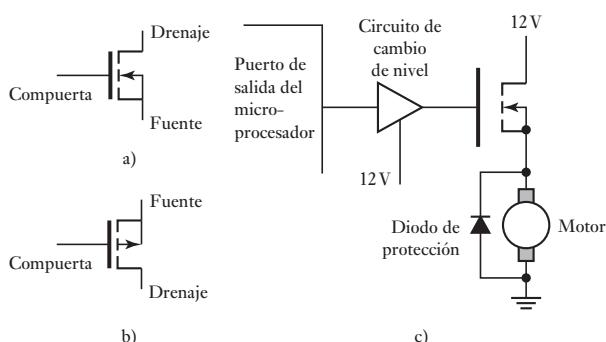
Figura 9.11 Control de un motor de c.d.



9.3.4 MOSFETs

Hay dos tipos de MOSFET (transistores de efecto de campo de semiconductor de óxido metálico, **metal-oxide field effect transistors**): de canal n y de canal p; la Figura 9.12a) y b) muestra los símbolos correspondientes. La diferencia principal en el uso de un MOSFET para commutación y un transistor bipolar para el mismo propósito es que no entra corriente a la compuerta para lograr dicho control. El voltaje de compuerta es la señal de control. Por lo tanto, los circuitos de excitación se simplifican dado que no es necesario ocuparse de la magnitud de la corriente.

Figura 9.12 MOSFETs:
a) canal n, b) canal p, c) usado para controlar un motor de c.d.



La Figura 9.12c) ilustra una aplicación del MOSFET como interruptor de encendido/apagado de un motor; compare este circuito con el de la Figura 9.11, donde se utilizan transistores bipolares. Se observa un búfer para cambio de nivel para aumentar el nivel de voltaje hasta el valor que requiere el MOSFET.

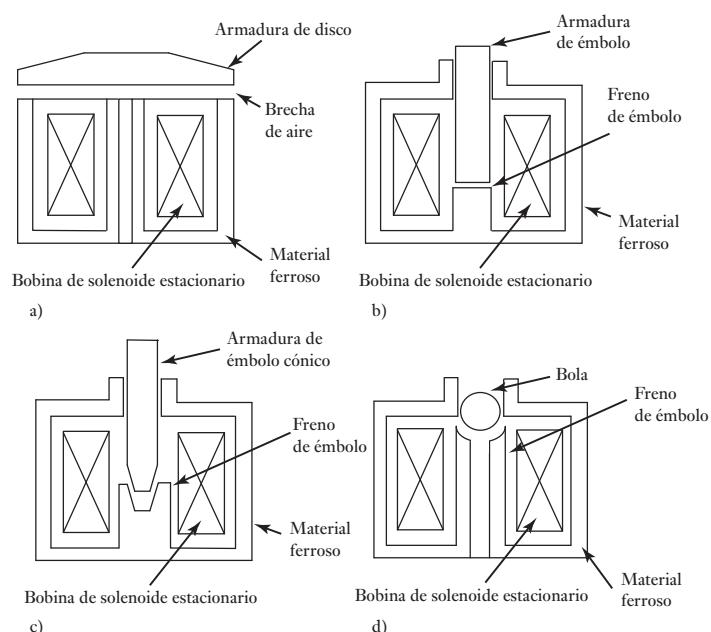
Con los MOSFETs son posibles las commutaciones a muy altas frecuencias, de hasta 1 MHz; la interconexión con un microprocesador es mucho más sencilla que con transistores bipolares.

9.4

Solenoides

Esencialmente, los solenoides constan de un devanado de cable eléctrico con una armadura la cual es atraída a la bobina cuando una corriente pasa a través de ella y produce un campo magnético. El movimiento de la armadura contrae un resorte de retorno, lo cual permite que la armadura regrese a su posición original una vez que cesa la corriente. Los solenoides pueden ser lineales o giroscópicos, de encendido y apagado (on/off) o de posicionamiento variable y operados por corriente directa o alterna (c.d., c.a.). Este tipo de arreglo se puede

Figura 9.13 Formas básicas de solenoides lineales con a) disco, b) émbolo, c) émbolo cónico, d) formas de bola de la armadura. En estas figuras no se muestran los resortes que se requieren para volver la armadura a su posición original cuando cesa la corriente que atraviesa los solenoides.

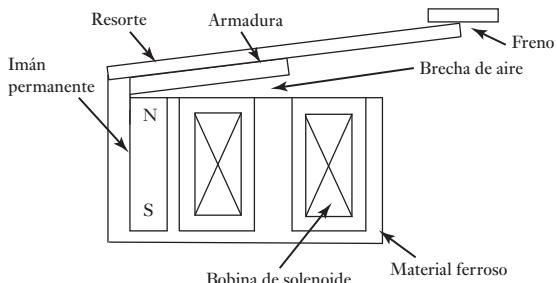


La Figura 9.13 presenta cuatro ejemplos de solenoides lineales con diferentes formas de armadura. La forma de la armadura, el conjunto de piezas y el tubo central dependerán del uso para el que se diseñe el actuador. Las armaduras de disco son útiles donde se requiere distancias cortas de viaje y rapidez de acción. Las armaduras de émbolo se utilizan ampliamente en aplicaciones que requieren distancias cortas de viaje y acción rápida. En aplicaciones de carrera corta se utilizan las armaduras cónicas, una de las cuales es la del mecanismo de cierre de puertas de automóviles. Y en las aplicaciones de control de fluidos se usan las armaduras de bola, como en el mecanismo del despliegue de las bolsas de aire.

Para un dispositivo sencillo de encendido y/o apagado no se necesita un diseño de característica lineal. Si se requiere un actuador proporcional, se necesita un diseño cuidadoso para dar un movimiento proporcional de la armadura a la corriente del solenoide. Un ejemplo sencillo del uso de un actuador de solenoide de encendido/apagado es como el del cierre de puerta con el cierre ya sea activado por el paso de una corriente a través del solenoide, o en el caso contrario cuando el paso de la corriente desbloquea la puerta.

Las válvulas solenoide son otro ejemplo de estos dispositivos y se utilizan para controlar el flujo de fluidos en sistemas hidráulicos o neumáticos (Figura 7.9). Cuando una corriente pasa por el devanado de la bobina, una forma de émbolo de hierro dulce de la armadura es impelida hacia la armadura y, al hacerlo, abre o cierra puertos que permitan el flujo de un fluido. La fuerza ejercida por el solenoide en la armadura es una función de la corriente en el devanado y la longitud de la armadura dentro del devanado. Con las válvulas de encendido/apagado, es decir, las que se emplean para el control direccional, la corriente en el devanado está controlada para encendido o apagado y en consecuencia el núcleo está en una de dos posiciones. Con válvulas de control proporcional, la corriente en el devanado está controlada para dar movimiento al émbolo el cual es proporcional al tamaño de la corriente.

Figura 9.14 Solenoide actuador de aseguramiento.



Se puede hacer que los actuadores de solenoide se conviertan en cerrojos, es decir, que retengan su posición actuada cuando se desconecte la corriente del solenoide. La Figura 9.14 ilustra el caso. Se agrega un imán permanente de modo que cuando no haya corriente a través del solenoide no tenga la fuerza suficiente para impeler la armadura contra su resorte retenedor dentro de la posición cerrada. No obstante, cuando hay corriente a través del solenoide para conformar un campo magnético en la misma dirección que el imán permanente, entonces la armadura es impelida dentro de la posición cerrada. Cuando se desconecta la corriente a través del solenoide, el imán permanente es lo bastante fuerte para retener la armadura en suposición cerrada. Para abrirla, se debe invertir la corriente a través del solenoide para crear un campo magnético en la posición opuesta a la del imán permanente. Entonces se puede utilizar un actuador solenoide de estas características para conectarlo a algún dispositivo y dejarlo conectado hasta que se reciba la señal de la corriente inversa.

9.5

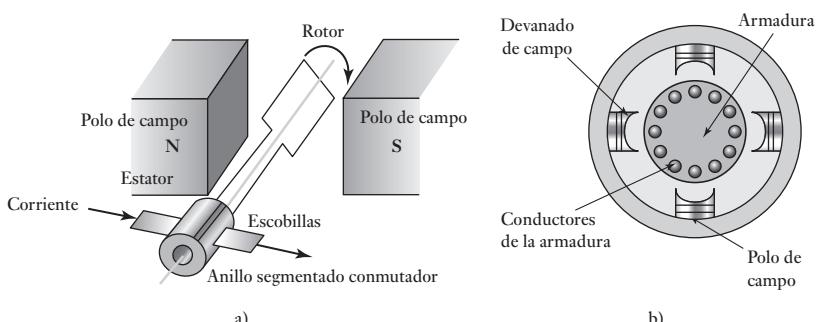
Motores de c.d.

Los motores eléctricos con frecuencia se usan como elemento de control final en los sistemas de control por posición o de velocidad. Los motores de c.d. se pueden clasificar en dos categorías principales: motores de c.d. y motores de c.a. La mayoría de los motores que se emplean en los sistemas de control modernos son **motores de c.d.** los cuales se pueden dividir en dos grupos principales, los que usan escobillas para hacer contacto con un ensamblaje de anillo conmutador en el rotor para cambiar la corriente de un rotor a otro y los que no tienen escobillas. Con los de escobillas, el rotor tiene devanado de bobina y el estator puede ser un imán permanente o electroimán. Con los que no tienen escobillas, el arreglo es a la inversa, en ese rotor es un imán permanente y el estator tiene el devanado de bobina.

9.5.1 Motor de c.d. con escobillas

Un **motor de c.d. con escobillas** es esencialmente una bobina de alambre que gira libre, y el llamado rotor, en el campo de un imán permanente o un electroimán, al imán se le llama estator puesto que es estacionario (Figura 9.13a)). Cuando una corriente pasa a través de una bobina, las fuerzas resultantes ejercidas en sus lados y en ángulo recto al campo provocan fuerzas que actúan a cada lado para producir la rotación. Sin embargo, para que la rotación continúe cuando la bobina pasa a través de la posición vertical, la dirección de la corriente se debe invertir y esto se logra mediante el uso de escobillas que hacen contacto con un anillo segmentado conmutador, el conmutador gira con la bobina.

Figura 9.15 Motor de c.d.: a) básicos, b) con dos juegos de polos.



En un motor de c.d. convencional, las bobinas de alambre están montadas en ranuras en un cilindro de material magnético llamado **armadura**. La armadura está montada en cojinetes y puede girar libremente. Ésta se monta en el campo magnético producido por los **polos de campo**, que pueden servir para motores pequeños, imanes permanentes o electroimanes con su magnetismo producido por una corriente a través de los **devanados de campo**. La Figura 9.15b) muestra el principio básico de un motor de c.d. de cuatro polos, cuyo campo magnético se produce por devanados que transportan corriente. Los extremos de los devanados de la armadura se conectan con los segmentos adyacentes de un anillo segmentado conocido como **comutador**, el contacto eléctrico con los segmentos se logra mediante contactos de carbón conocidos como **escobillas**. A medida que la armadura gira, el comutador invierte la corriente de cada uno de los devanados al desplazarse por los polos de campo. Esto es necesario para que las fuerzas que actúan en la bobina sigan funcionando en la misma dirección y así continúe la rotación. La dirección de rotación del motor de c.d. se invierte al invertir la corriente de la armadura o la corriente de campo.

Considere un motor de c.d. con imán permanente que tiene una densidad de flujo de valor constante. Para un conductor de armadura de longitud L y corriente i , la fuerza resultante de una densidad de flujo magnético B perpendicular al conductor es BiL (Figura 9.16a)). Con conductores N la fuerza es $NBiL$. Las fuerzas resultan en un par T en el eje del devanado con un valor de Fb , donde b es el ancho de la bobina. Por lo tanto,

$$\text{Par en una vuelta de armadura } T = NBbLi = \Phi_i$$

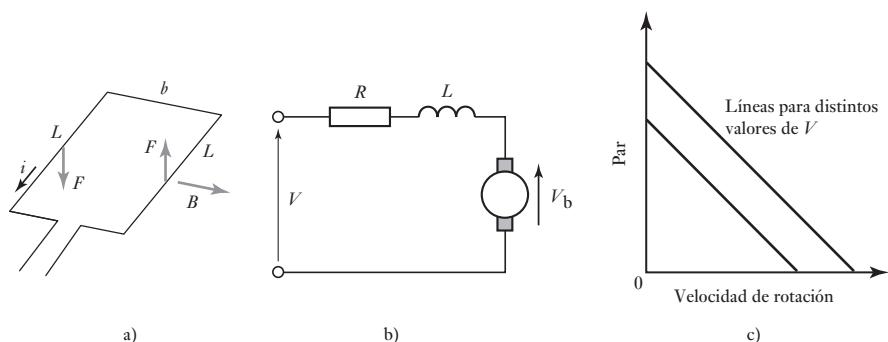


Figura 9.16 Motor de c.d.: a) fuerzas en la armadura, b) circuito equivalente, c) características de velocidad par.

donde Φ es el flujo vinculado por una vuelta de armadura. En la práctica habrá más de una vueltas de armadura y más de un conjunto de polos, de modo que podemos escribir

$$\text{par } T = k_t \Phi i$$

y k_t es una constante. También se puede escribir así la ecuación $T = K_t i$ donde K_t se denomina par constante de un motor. Dado que el devanado de una armadura está girando en un campo magnético, ocurrirá una inducción electromagnética y se inducirá una fuerza contraelectromotriz. Esta fuerza v_b es proporcional a la velocidad a la que el flujo vinculado por la bobina cambia y por consiguiente, para un campo magnético constante, es proporcional a la velocidad angular ω de la rotación. Entonces,

$$\text{fuerza contraelectromotriz } v_b = k_v \Phi \omega$$

donde k_v es una constante. La ecuación se puede escribir como $v_b = K_v \omega$ donde K_v es la constante de la fuerza contraelectromotriz de un motor.

Ahora se puede considerar que motor de c.d. debe tener el circuito equivalente que se muestra en la Figura 9.16b); es decir, el devanado de la armadura está representado por un resistor R en serie con una inductancia L en serie con una fuente de fuerza contraelectromotriz. Si se pasa por alto la inductancia del devanado de la armadura, entonces el voltaje que provee la corriente i a través de la resistencia es el voltaje V aplicado menos la fuerza contraelectromotriz, a saber: $V - v_b$. Por tanto,

$$i = \frac{V - v_b}{R} = \frac{V - k_v \Phi \omega}{R} = \frac{V - K_v \omega}{R}$$

El par T es entonces:

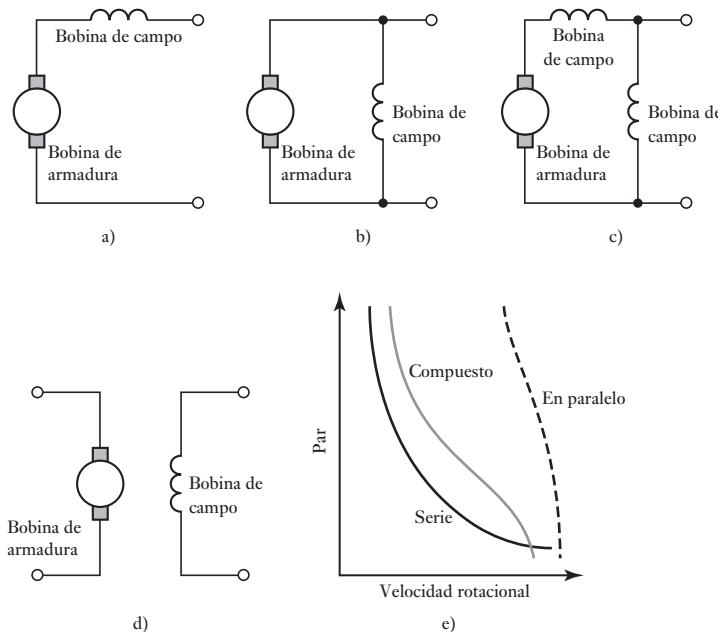
$$T = k_t \Phi i = \frac{k_t \Phi}{R} (V - k_v \Phi \omega) \frac{K_t}{R} (V - K_v \omega)$$

Las gráficas del par contra la velocidad de rotación ω son una serie de rectas con diferentes valores de voltaje (Figura 9.16c)). El par inicial, el de cuando $\omega = 0$ es, al poner este valor de cero en las ecuaciones derivadas, $K_t V / R$ y por tanto es proporcional al voltaje aplicado, y la corriente inicial es V/R . El par decrece al aumentarse la velocidad. Si un motor de imán permanente desarrollara un par de 6 N m con una corriente de armadura de 2 A, entonces, como $T = K_t i$, el par desarrollado con una corriente de 1 A podría ser de 3 N m.

La velocidad de un motor de imán permanente depende de la corriente que pasa por el devanado de la armadura y por tanto puede ser controlada al cambiar la corriente de la armadura. La potencia eléctrica convertida a potencia mecánica desarrollada por un motor cuando funciona en condiciones de estado estático o permanente, es producto de par y la velocidad angular. La potencia entregada al motor en condiciones de estado estable es la suma de la potencia perdida a través de la resistencia del devanado de la armadura y de la potencia mecánica desarrollada.

Como ejemplo, un motor pequeño de imán permanente S6M41 de PMI Motors tiene $K_t = 3.01 \text{ N cm/A}$, $K_V = 3.15 \text{ V}$ por miles de rev/min, una resistencia de terminal de 1.207Ω y una resistencia de armadura de 0.940Ω .

Figura 9.17 Motores de c.d.:
a) en serie, b) en paralelo,
c) compuesto, d) de excitación
independiente, e) características
par-velocidad.



9.5.2 Motores de c.d. con escobillas y devanados de campo

Los motores de c.d. con devanados de campo se dividen en motores en serie, en paralelo, compuestos y de excitación independiente, de acuerdo a como los devanados de campos y los devanados de la armadura estén conectados (Figura 9.17).

1. Motor con excitación en serie (Figura 9.17a))

En este tipo de motor las bobinas de la armadura y del campo están en serie y por tanto transportan la misma corriente. El flujo Φ depende la corriente i_a de la armadura y por lo tanto el par que actúa sobre la armadura es $k_t \Phi i_a = k_i a^2$. En el arranque, cuando $\omega = 0$, $i_a = V/R$ y por tanto el par de arranque = $k(V/R)^2$. Como este tipo de motores tiene una resistencia baja su par de arranque es alto y de velocidad alta sin carga. Al aumentarse la velocidad el par decrece. Dado que Ri es pequeña, $V = v_b + Ri \approx v_b$ y por tanto, como $v_b = k_v \Phi \omega$ y Φ es proporcional a i , tenemos que V es proporcional a $i\omega$. A una aproximación razonable V es constante y por tanto la velocidad es proporcional de manera inversa ala corriente. De ese modo la velocidad decae marcadamente al incrementarse la carga. La inversión de la polaridad de la corriente de alimentación a las bobinas no afecta en la dirección del giro del motor; seguirá rotando en la misma dirección dado que tanto la corriente del campo y la de la armadura se han invertido. Los motores de c.d. se utilizan cuando se requieren pares de largo arranque. Con cargas ligeras se corre el peligro de que los motores con excitación en serie alcancen velocidades muy altas.

2. Motor con excitación en paralelo (Figura 9.17b))

Con este tipo de motor, las bobinas de la armadura y del campo están en paralelo. Proporciona el par de arranque más bajo y una velocidad mucho menor sin carga así como una buena regulación de la velocidad. El devanado del campo consta de muchas vueltas de alambre fino, lo que lo hace más

resistente que el de la armadura. De este modo, al recibir un voltaje de alimentación constante, la corriente de campo es virtualmente constante. El par en el arranque es $k_t V / R$ y por consiguiente proporciona un par de arranque bajo y una velocidad baja sin carga. Con V virtualmente constante, el motor proporciona una velocidad casi constante independiente de la carga y debido a estas características este tipo de motor se utiliza mucho. Para invertir la dirección de la rotación se deben invertir ya sea la armadura o el campo.

3. Motor de excitación compuesta (Figura 9.17c))

Este motor tiene dos devanados de campos, uno en serie con la armadura y otro en paralelo. En estos motores se intenta conjuntar lo mejor del motor (excitado) en serie y del motor en paralelo: un par de inicio de valor elevado y una buena regulación de la velocidad.

4. Motor de excitación independiente (Figura 9.17b))

En este motor el control de las corrientes de armadura y de campo es independiente y se le puede considerar como un caso especial del motor en paralelo.

La velocidad de estos motores se puede modificar si se cambia la corriente de la armadura o del devanado. En general la que se cambia es la corriente de la armadura. Esto se puede hacer con un resistor en serie. Sin embargo, este método es muy ineficiente dado que el resistor del controlador consume grandes cantidades de potencia. Una alternativa es controlar el voltaje de la armadura (ve la sección 9.5.3). Los motores de corriente directa desarrollan un par en detención por lo que son de autoarranque. Pueden, sin embargo, necesitar una resistencia de arranque para limitar la corriente de arranque en cuanto dicha corriente $i = (V - v_b) / R$. Dado que inicialmente no hay una fuerza contraelectromotriz v_b para limitar la corriente, la corriente de arranque puede ser muy grande.

La elección del motor dependerá de su aplicación. Por ejemplo, con un manipulador de robot, la muñeca del robot puede utilizar un motor excitado en serie porque la velocidad disminuye al crecer la carga. Un motor excitado en paralelo se debiera usar cuando se requiera una velocidad constante, sin importar la carga.

9.5.3 Control de motores de c.d. con escobillas

La velocidad que alcanza un motor de imán permanente depende de la magnitud de la corriente que pasa por el devanado de la armadura. En un motor con devanado de campo, la velocidad se modifica variando la corriente de la armadura o la de campo; en general, es la primera la que se modifica. Por lo tanto, para controlar la velocidad se puede utilizar el control del voltaje que se aplica a la armadura. Sin embargo, dado que es frecuente el empleo de fuentes de voltaje de valor fijo, el voltaje variable se logra mediante un circuito electrónico.

En una fuente de corriente alterna se utiliza el circuito de tiristor de la Figura 9.4b) para controlar el voltaje promedio que se aplica a la armadura. Sin embargo, es común que nos interese el control de motores de c.d. mediante señales de control provenientes de microprocesadores. En estos casos se utiliza la técnica de **modulación por ancho de pulso** (PWM), que utiliza una fuente de voltaje de c.d. constante y secciona su voltaje para que varíe su valor promedio (Figura 9.18).

La Figura 9.19a) muestra cómo obtener la PWM utilizando un circuito de transistor básico. El transistor se activa y desactiva mediante una señal que se aplica a su base. El diodo tiene por objeto servir de trayectoria a la corriente que surge cuando el transistor se desconecta, debido a que el motor se comporta como generador. Este circuito sólo se utiliza para operar el motor en una dirección.

Figura 9.18 PWM: a) principio del circuito PWM, b) variación del voltaje promedio de armadura mediante el seccionamiento de voltaje de c.d.

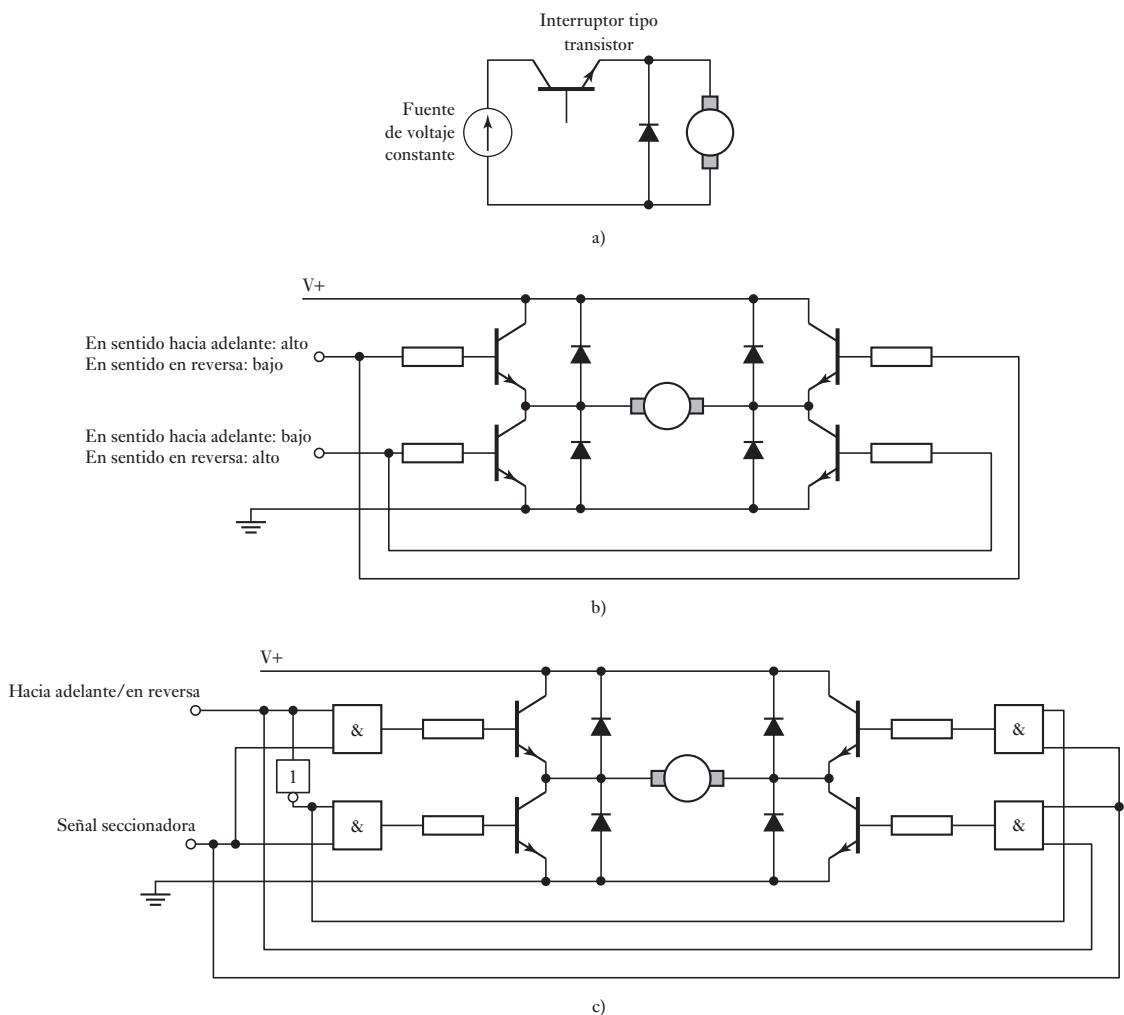
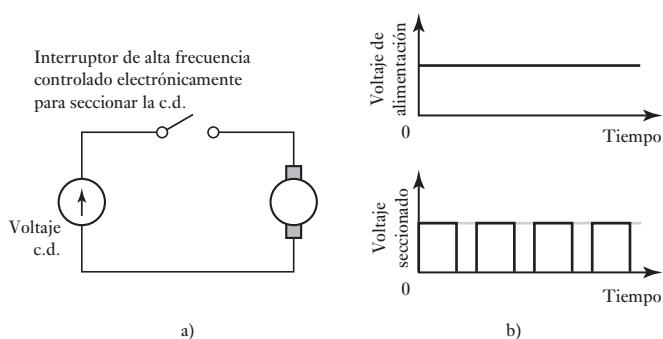
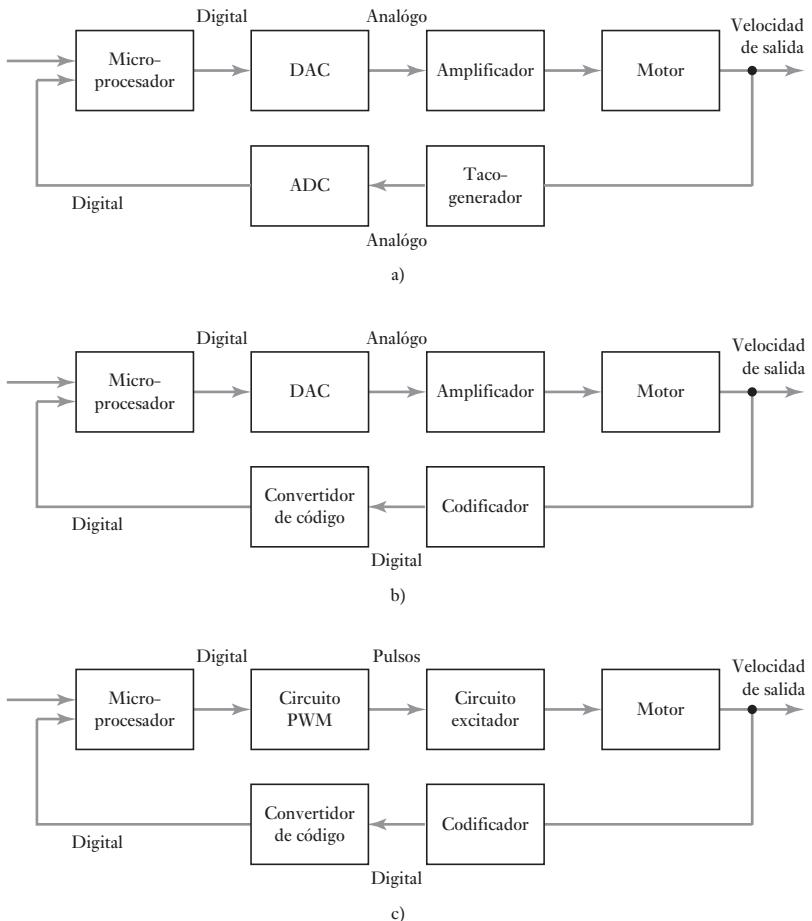


Figura 9.17 a) Circuito transistor básico, b) circuito H, c) circuito H con compuertas lógicas.

Para utilizar el motor en dirección directa e inversa se utiliza un circuito con cuatro transistores, conocido como circuito H (Figura 9.19b)). Este circuito se puede modificar mediante compuertas lógicas, de manera que una entrada controle la commutación, y la otra la dirección de rotación (Figura 9.19c)).

Los anteriores son ejemplos de control en malla abierta, para los cuales se supone que las condiciones permanecen constantes, por ejemplo, el voltaje de alimentación y la carga que desplaza el motor. En los sistemas de control en malla cerrada se utiliza la retroalimentación para modificar la velocidad del motor si cambian las condiciones. La Figura 9.20 muestra algunos métodos que se pueden emplear.

Figura 9.20 Control de velocidad con retroalimentación.



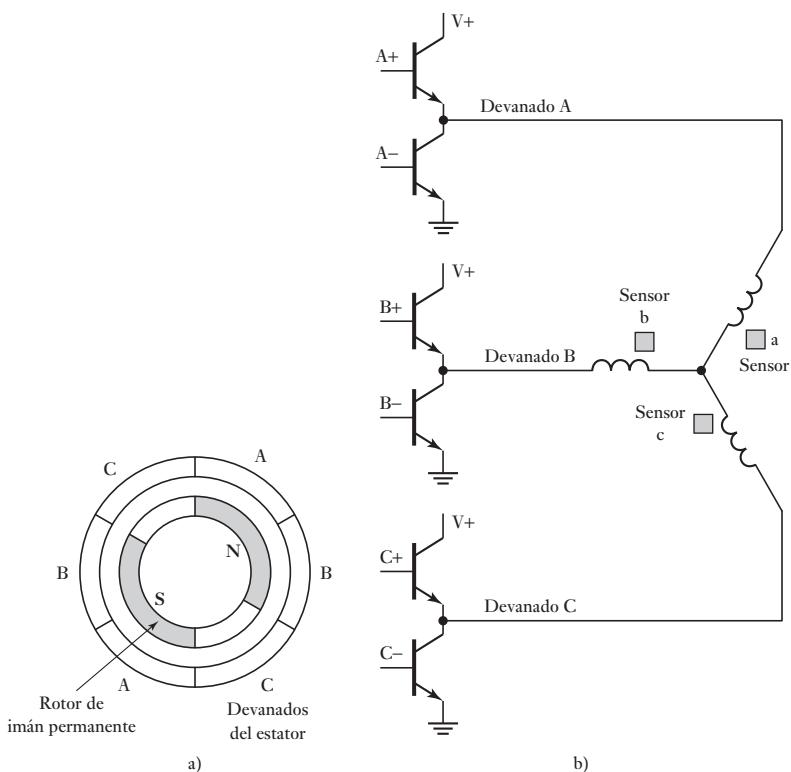
En la Figura 9.20a) un tacogenerador produce la señal de retroalimentación, esto genera una señal analógica que es necesario convertir en una señal digital utilizando un ADC, para introducirla en un microprocesador. La salida del microprocesador se convierte en una señal analógica con un ADC para variar el voltaje aplicado a la armadura del motor de c.d. En la Figura 9.20b) un codificador produce la señal de retroalimentación y esto da una señal digital que después de pasar por una conversión de código, se puede alimentar en forma directa al microprocesador. Al igual que en a), el sistema tiene un voltaje analógico sujeto a variación para controlar la velocidad del motor. En la Figura 9.20c) el sistema es completamente digital y la PWM sirve para controlar el voltaje promedio que se aplica a la armadura.

9.5.4 Motores de c.d. de imán permanente y sin escobillas

Un problema de los motores de c.d. es que requieren un colector y escobillas para invertir en forma periódica la corriente que pasa por cada uno de los devanados de la armadura. Las escobillas establecen contacto deslizante con el colector; las chispas que saltan entre ambos van desgastando las escobillas. Por ello, las escobillas deben reemplazarse de manera periódica y recubrirse el colector. Para evitar estos problemas se diseñaron **motores sin escobillas**.

En esencia, estos motores consisten en una secuencia de devanados de estator y un rotor de imán permanente. Un conductor por el que pasa corriente eléctrica en un campo magnético experimenta una fuerza; asimismo, como consecuencia de la tercera ley del movimiento de Newton, el imán también experimenta una fuerza opuesta de igual magnitud. En el motor de c.d. convencional, el imán está fijo y los conductores por los que pasa la corriente presentan movimiento. En el motor de c.d. de imán permanente y sin escobillas sucede lo contrario: los conductores por los que pasa corriente están fijos y el imán se mueve. El rotor es un imán permanente de ferrita o cerámica; la Figura 9.21a) muestra la configuración básica de este tipo de motor. La corriente que llega a los devanados del estator se comuta en forma electrónica mediante transistores en secuencia alrededor de los devanados; la comutación se controla con la posición del rotor, de manera que siempre haya fuerzas actuando en el imán provocando que rote en la misma dirección. Los sensores de efecto Hall por lo general se usan para detectar la posición del rotor e iniciar la comutación de los transistores; los sensores se colocan alrededor del estator.

Figura 9.21 a) Motor de imán permanente sin escobillas,
b) cambio de transistor.



La Figura 9.21b) ilustra los circuitos de conmutación a transistores que se pueden usar en el motor de la Figura 9.21a). Para comutar los devanados en secuencia se necesitan señales para activar los transistores de acuerdo con la secuencia requerida. Para ello se utilizan las salidas de los tres sensores del circuito decodificador que dan las corrientes de base adecuadas. Por lo tanto, cuando el rotor está en posición vertical, es decir, a 0° , el sensor c produce una salida, mientras a y b no producen una. Esta salida sirve para activar los transistores A+ y B-. Cuando el rotor está en la posición de 60° los sensores b y c producen señales y los transistores A+ y C- están activados. La Tabla 9.1 contiene la secuencia de conmutación completa. La totalidad del circuito que controla este tipo de motores se obtiene en un solo circuito integrado.

Tabla 9.1 Secuencia de la conmutación.

Posición del rotor	Señales del sensor			Transistores activados	
	a	b	c		
0°	0	0	1	A+	B-
60°	0	1	1	A+	C-
120°	0	1	0	B+	C-
180°	1	1	0	B+	A-
240°	1	0	0	C+	A-
360°	1	0	1	C+	B-

Los motores de c.d. de imán permanente y sin escobillas se utilizan cada vez más cuando se necesita un alto rendimiento aunado a gran confiabilidad y poco mantenimiento. Gracias a que no tienen escobillas, estos motores no producen ruido y permiten alcanzar altas velocidades.

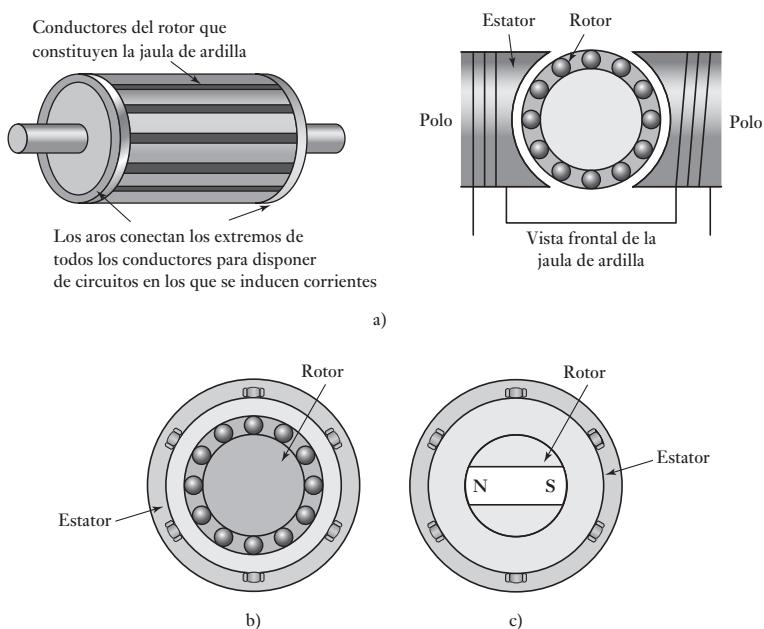
9.6

Motores de ca

Los motores de c.a. se pueden clasificar en dos grupos: monofásicos y polifásicos, cada uno se subdivide en motores de inducción y motores síncronos. Existe la tendencia a usar motores monofásicos si la potencia requerida es baja, en tanto los polifásicos se emplean cuando se requiere mucha potencia. Los motores de inducción en general son más baratos que los síncronos, de allí lo popular de su uso.

El **motor de inducción monofásico de jaula de ardilla** consta de un rotor tipo jaula de ardilla, es decir, barras de cobre o aluminio insertas en las ranuras de los aros de los extremos para formar circuitos eléctricos completos (Figura 9.22a)). El rotor no tiene conexiones eléctricas externas. El motor básico consta de un rotor como el anterior y un estator con varios devanados. Al pasar una corriente alterna por los devanados del estator se produce un campo magnético alterno. Como resultado de la inducción electromagnética, se induce fem en los conductores del rotor y por éste fluyen corrientes. Al inicio, cuando el rotor está en reposo, las fuerzas sobre los conductores del rotor por los que pasa la corriente dentro del campo magnético del estator son tales que el par neto es nulo. El motor no tiene arranque automático. Se utilizan diversos métodos para hacer al motor de arranque automático y darle el ímpetu necesario para el arranque; uno de ellos es usar un devanado de arranque auxiliar, mediante el cual se da el empuje inicial al rotor. Éste gira a una velocidad determinada por la frecuencia de la corriente alterna que se aplica al estator. Al suministrar una frecuencia constante al motor monofásico de dos polos, el campo magnético alterna a la misma frecuencia. La velocidad de

Figura 9.22 a) Motor de inducción de una fase, b) motor de inducción de tres fases, c) motor síncrono de tres fases.



rotación del campo magnético se denomina **velocidad síncrona**. En realidad, el rotor nunca se acopla con esta frecuencia de rotación y, en general, la diferencia es de 1 a 3%. Esta diferencia se conoce como **deslizamiento**. En una frecuencia de 50 Hz la velocidad de rotación del rotor es casi 50 revoluciones por segundo.

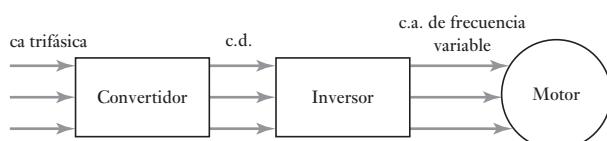
El **motor de inducción trifásico** (Figura 9.22b)) es similar al motor de inducción monofásico, sólo que tiene un estator con tres devanados separados 120°, cada uno conectado a una de las tres líneas de alimentación eléctrica. Como estas tres fases alcanzan sus corrientes máximas en diferentes momentos, se puede considerar que el campo magnético gira en torno a los polos del estator, completando una rotación durante un ciclo completo de la corriente. La rotación del campo es mucho más suave que en el motor monofásico. El motor trifásico tiene la gran ventaja sobre el monofásico de tener arranque automático. La dirección de rotación se invierte intercambiando alguna de las dos líneas de conexión, lo que cambia la dirección de rotación del campo magnético.

Los **motores síncronos** tienen estatores similares a los descritos en los motores de inducción, pero el rotor es un imán permanente (Figura 9.22c)). El campo magnético que produce el estator gira y el imán gira con él. Al tener un par de polos por fase de alimentación eléctrica, el campo magnético gira 360° durante un ciclo de alimentación, de manera que la frecuencia de rotación, en este caso, es igual a la frecuencia de la alimentación. Los motores síncronos se utilizan cuando se requiere una velocidad precisa. No son de arranque automático y algunos requieren algún sistema de arranque.

Los motores de c.a. tienen la gran ventaja respecto de los motores de c.d. de ser más baratos, robustos, confiables y no necesitar mantenimiento. Sin embargo, el control de la velocidad es más complejo que en los motores de c.d. y, en consecuencia, un motor de c.d. con control de velocidad en general es más barato que uno de c.a. con control de velocidad, aunque la diferencia en sus precios es cada vez menor, debido a los avances tecnológicos y a la disminución

en el precio de los dispositivos de estado sólido. El control de la velocidad de los motores de c.a. se basa en el uso de una fuente de frecuencia variable, dado que la velocidad de estos motores está definida por la frecuencia de la alimentación. El par que genera un motor de c.a. es constante cuando la relación entre el voltaje aplicado al estator y la frecuencia es constante. Para mantener un par constante a diferentes velocidades, cuando varía la frecuencia también es necesario variar el voltaje que se aplica al estator. Para ello, uno de los métodos consiste en rectificar primero la c.a., cambiarla a corriente de c.d. mediante un **convertidor**, y luego invertirla otra vez a c.a., pero a la frecuencia deseada (Figura 9.23). Otro método común para operar motores de baja velocidad es el **cicloconvertidor**. Éste convierte directamente la c.a. de una frecuencia en una c.a. con otra frecuencia, sin la conversión intermedia a c.d.

Figura 9.23 Motor de c.a. de velocidad variable.



9.7

Motores paso a paso

El **motor paso a paso** es un dispositivo que produce una rotación en ángulos iguales, denominados *pasos*, por cada pulso digital que llega a su entrada. Por ejemplo, si en el caso de un motor un pulso produce un giro de 6° , entonces 60 pulsos producirán una rotación de 360° . Existen diversos tipos de motores paso a paso:

1. Motor paso a paso de reluctancia variable

La Figura 9.24 muestra la forma básica del motor paso a paso de reluctancia variable. En este caso, el rotor es de acero dulce, cilíndrico y tiene cuatro polos, es decir, menos polos que en el estator. Cuando llega corriente a un par de devanados opuestos, se produce un campo magnético cuyas líneas de fuerza pasan de los polos del estator a través del grupo de polos

Figura 9.24 Motor paso a paso de reluctancia variable.

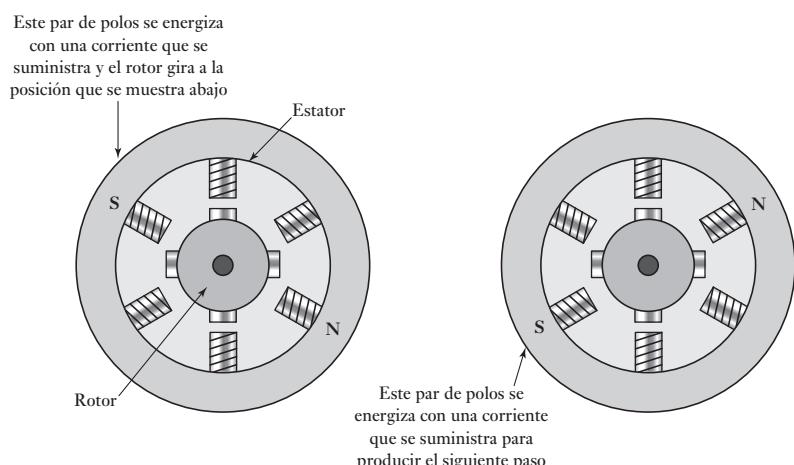
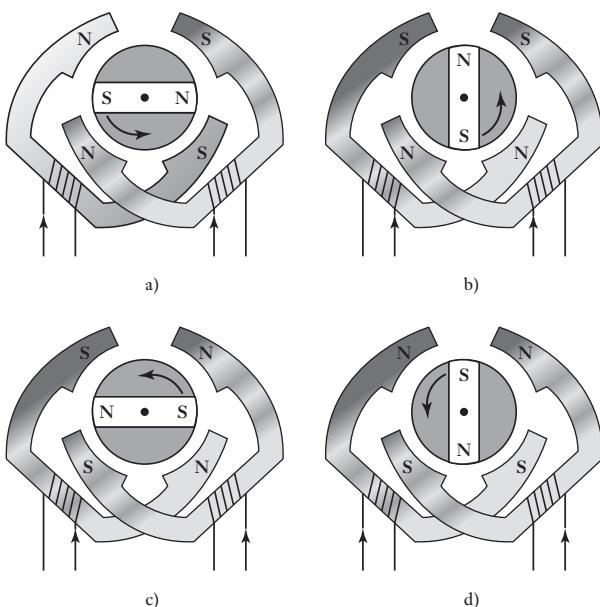


Figura 9.25 Motor paso a paso bifásico de imán permanente con pasos de 90° : a), b), c) y d) muestran las posiciones del rotor magnético a medida que los devanados son energizados en direcciones diferentes.



más cercano al rotor. Dado que las líneas de fuerza se pueden considerar como un hilo elástico, siempre tratando de acortarse, el rotor se moverá hasta que sus polos y los del estator queden alineados. Esto se conoce como posición de reluctancia mínima. Este tipo de movimiento paso a paso en general produce avances en ángulos de 7.5° o 15° .

2. Motor paso a paso de imán permanente

La Figura 9.25 ilustra la forma básica de un motor de **imán permanente**. El motor que se muestra tiene un estator con cuatro polos. Cada uno de ellos está enrollado a un devanado de campo y las bobinas en pares opuestos de polos están en serie. Una fuente de c.d. proporciona la corriente a los devanados a través de interruptores. El rotor es un imán permanente, por lo que al conectar una corriente a uno de los pares de polos del estator, el rotor se desplaza hasta alinearse con él. En las corrientes que producen una situación como la que ilustra la figura, el rotor se desplaza hasta la posición de 45° . Si se conecta la corriente de manera que se inviertan las polaridades, el rotor se desplaza otros 45° y queda de nuevo alineado. Así, al comutar las corrientes a través de los devanados, el rotor gira a pasos de 45° . En este motor los ángulos de avance paso a paso por lo general son de 1.8° , 7.5° , 15° , 30° , 34° o 90° .

3. Motor paso a paso híbrido

Los motores paso a paso híbridos conjuntan las características de los motores de reluctancia variable y de imán permanente; cuentan con un imán permanente inserto en tapones de hierro dentados (Figura 9.26). El rotor se coloca a sí mismo en la posición de reluctancia mínima cuando se energiza un par de devanados del estator. Los ángulos de paso típicos son de 0.9° y 1.8° . Si un motor tiene fases n en el estator y m dientes en el rotor, el número total de pasos por revolución es nm . Estos motores se usan mucho en aplicaciones que requieren un posicionamiento de alta precisión, por ejemplo, en las unidades de disco duro de las computadoras.

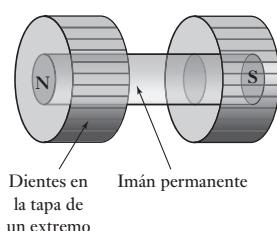


Figura 9.26 Rotor de motor híbrido.

9.7.1 Especificaciones del motor paso a paso

Los siguientes son algunos de los términos más utilizados para especificar motores paso a paso:

1. *Fase*

Este término se refiere a la cantidad de devanados independientes del estator, por ejemplo, un motor de cuatro fases. La corriente requerida para cada fase, así como su resistencia e inductancia se especifican de manera que también se especifique la salida de commutación del controlador. Los motores bifásicos, como el de la Figura 9.25, en general se utilizan en aplicaciones que no implican un uso pesado; los trifásicos suelen ser motores paso a paso de reluctancia variable, como el de la Figura 9.24; los motores de cuatro fases en general se usan en aplicaciones que requieren más potencia.

2. *Ángulo de paso*

Se trata del ángulo que gira el rotor durante un cambio de estado en los devanados del estator.

3. *Par de retención*

Es el máximo par que se puede aplicar a un motor energizado sin modificar su posición de reposo y provocar la rotación del eje.

4. *Par máximo de enganche*

Es el par máximo con el que puede arrancar un motor, dada una frecuencia de pulsos, y lograr la sincronización sin perder un paso.

5. *Par máximo de desenganche*

Es el par máximo que es posible aplicar a un motor, trabajando a determinada frecuencia de pasos, sin perder su sincronización.

6. *Frecuencia de enganche*

Es la frecuencia de commutación máxima a la que un motor de cargado puede arrancar sin perder un paso.

7. *Frecuencia de desenganche*

Es la frecuencia de commutación en la que un motor de cargado puede mantener su sincronía conforme se reduce la frecuencia de commutación.

8. *Velocidad de progresión*

Es el rango de frecuencias de commutación entre el enganche y el desenganche dentro del cual el motor funciona en sincronía, pero no puede ni arrancar ni invertir su giro.

La Figura 9.27 muestra las características generales de un motor paso a paso.

9.7.2 Control de un motor paso a paso

Para commutar la alimentación eléctrica de c.d. entre los pares de devanados del estator se utiliza electrónica de estado sólido. Los motores bifásicos como el de la Figura 9.25, se denominan **motores bipolares** si tienen cuatro cables para conectar señales que generen la secuencia de commutación (Figura 9.28a)). Estos motores se excitan mediante circuitos H (vea la Figura 9.19 y la explicación respectiva); la Figura 9.28b) muestra el circuito correspondiente, y la Tabla 9.2 la secuencia de commutación necesaria para que los transistores realicen los cuatro pasos; para obtener pasos adicionales se repite la secuencia.

Figura 9.27 Características de un motor paso a paso.

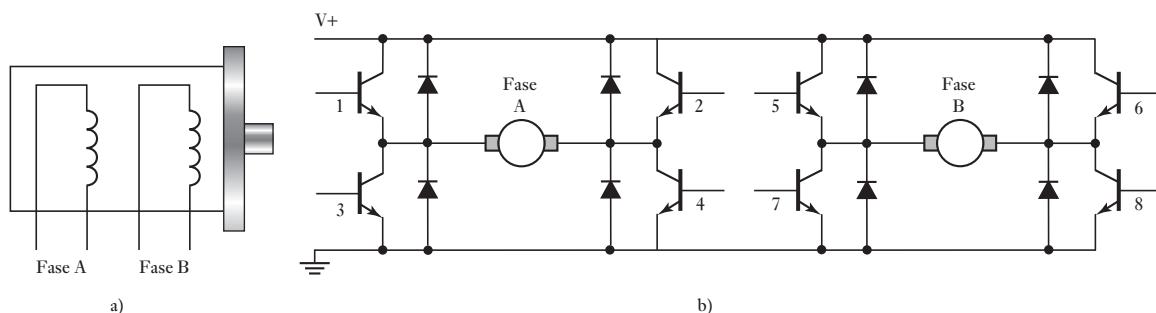
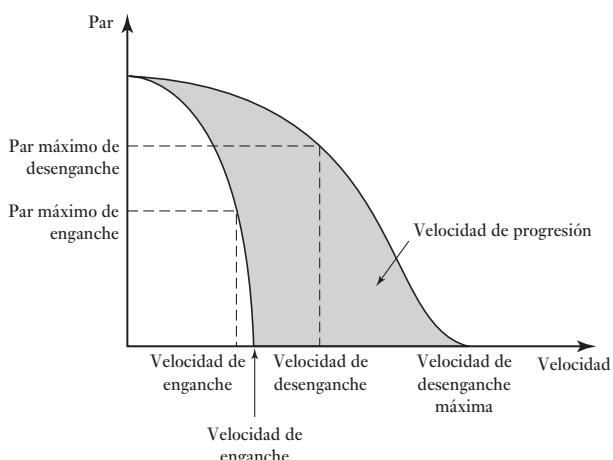


Figura 9.28 a) Motor bipolar, b) circuito H.

Tabla 9.2 Secuencia de conmutación para pasos completos de un motor paso a paso bipolar.

Paso	Transistores			
	1 y 4	2 y 3	5 y 8	6 y 7
1	Encendido	Apagado	Encendido	Apagado
2	Encendido	Apagado	Apagado	Encendido
3	Apagado	Encendido	Apagado	Encendido
4	Apagado	Encendido	Encendido	Apagado

La secuencia produce una rotación en el sentido de las manecillas del reloj; para obtener un giro en sentido contrario, se invierte la secuencia.

Para obtener la mitad de un paso, es decir, una resolución más fina, en vez de la secuencia de pasos completos que se usa para lograr una inversión de polos al ir de un paso al siguiente, las bobinas se comutan de manera que el rotor se detenga a la mitad del siguiente paso completo. La Tabla 9.3 muestra la secuencia para medios pasos utilizando un motor paso a paso bipolar.

Los motores bifásicos se denominan **unipolares** cuando tienen seis cables de conexión para generar la secuencia de conmutación (Figura 9.29). Cada una de las bobinas tiene una toma o derivación central. Cuando las derivaciones centrales de las bobinas de fase están conectadas entre sí, es posible comutar un motor paso a paso con sólo cuatro transistores. La Tabla 9.4 muestra

Tabla 9.3 Medios pasos de un motor paso a paso bipolar.

Paso	Transistores			
	1 y 4	2 y 3	5 y 8	6 y 7
1	Encendido	Apagado	Encendido	Apagado
2	Encendido	Apagado	Apagado	Apagado
3	Encendido	Apagado	Apagado	Encendido
4	Apagado	Apagado	Apagado	Encendido
5	Apagado	Encendido	Apagado	Encendido
6	Apagado	Encendido	Apagado	Apagado
7	Apagado	Encendido	Encendido	Apagado
8	Apagado	Apagado	Encendido	Apagado

Tabla 9.4 Secuencia de conmutación de un motor paso a paso unipolar avanzando pasos completos.

Paso	Transistores			
	1	2	3	4
1	Encendido	Apagado	Encendido	Apagado
2	Encendido	Apagado	Apagado	Encendido
3	Apagado	Encendido	Apagado	Encendido
4	Apagado	Encendido	Encendido	Apagado

Tabla 9.5 Medios pasos de un motor paso a paso unipolar.

Paso	Transistores			
	1	2	3	4
1	Encendido	Apagado	Encendido	Apagado
2	Encendido	Apagado	Apagado	Apagado
3	Encendido	Apagado	Apagado	Encendido
4	Apagado	Apagado	Apagado	Encendido
5	Apagado	Encendido	Apagado	Encendido
6	Apagado	Encendido	Apagado	Apagado
7	Apagado	Encendido	Encendido	Apagado
8	Apagado	Apagado	Encendido	Apagado

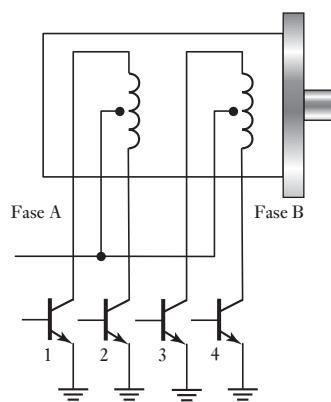
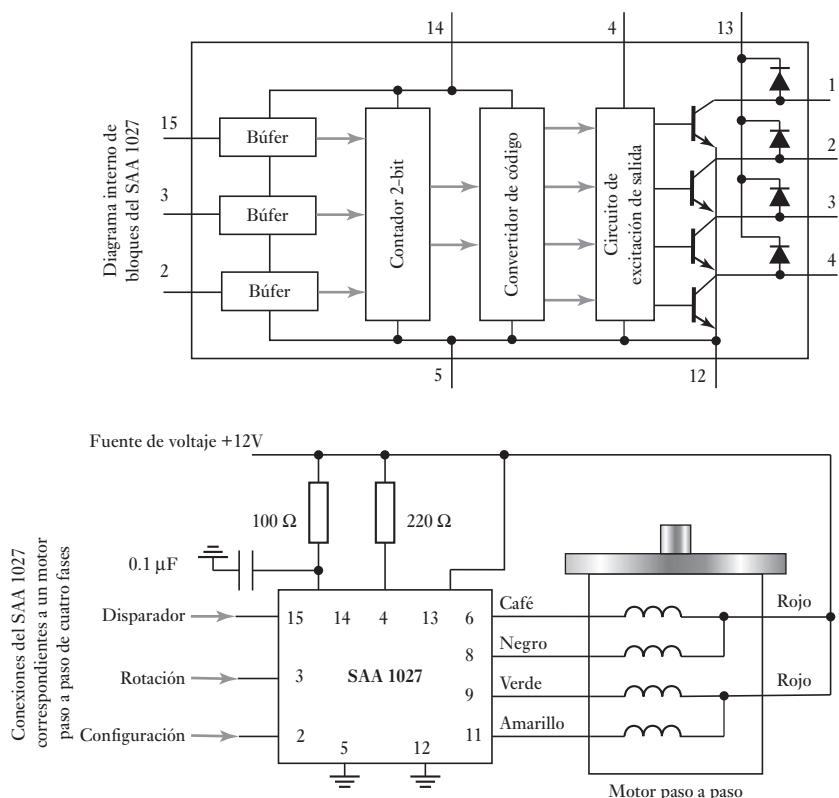


Figura 9.29 Motor unipolar.

la secuencia de conmutación de los transistores a fin de producir pasos en el sentido de las manecillas del reloj; para los siguientes pasos basta repetir la secuencia. Para un giro en sentido contrario a las manecillas del reloj la secuencia se invierte. La Tabla 9.5 muestra la secuencia cuando el motor unipolar avanza medios pasos.

Existen circuitos integrados provistos de todos los elementos electrónicos para lograr la excitación. La Figura 9.30 muestra las conexiones del circuito integrado SAA 1027 para un motor paso a paso de cuatro fases. Las tres entradas se controlan aplicándoles señales altas o bajas. Cuando la terminal para definir la configuración se mantiene a un valor alto, la salida del circuito integrado cambia su estado cada vez que la terminal de disparo pasa de un valor bajo a uno alto. La secuencia se repite a intervalos de cuatro pasos, aunque en cualquier momento es posible restablecer la condición a cero aplicando una señal baja a la terminal de disparo. Cuando la entrada de rotación se mantiene

Figura 9.28 Circuito integrado SAA 1027 utilizado en un motor paso a paso.



en un valor bajo se produce una rotación en el sentido de las manecillas del reloj; cuando se mantiene a un valor alto, la rotación se da en sentido inverso.

Algunas aplicaciones requieren ángulos de paso muy pequeños. Si bien para reducir el tamaño del ángulo de paso se aumenta la cantidad de dientes del rotor y/o la cantidad de fases, es común que no usen más de cuatro fases ni más de 50 a 100 dientes. En su lugar se utiliza una técnica de **minipasos**, que consiste en dividir cada paso en cierta cantidad de subpasos de igual tamaño. Para ello se utilizan diferentes corrientes en los devanados, de manera que el rotor se desplace a posiciones intermedias entre las posiciones de un paso normal. Por ejemplo, es posible subdividir un paso de 1.8° en diez subpasos iguales.

Los motores paso a paso se usan para producir pasos de rotación controlados, así como una rotación continua, controlando su velocidad de rotación con el control de la frecuencia de aplicación de los pulsos que provocan el avance paso a paso. De esta manera se obtiene un motor de velocidad variable controlado muy útil que tiene muchas aplicaciones.

Dado que las bobinas del motor paso a paso tienen inductancia y que la aplicación de las cargas inductivas commutadas pueden generar fuerzas contraelectromotrices considerables, al conectar los motores paso a paso a los puertos de salida de un microprocesador es necesario incluir una protección para evitar daños al microprocesador. Esta protección se logra conectando resistores a las líneas para limitar la corriente; el valor de estos resistores debe elegirse con mucho cuidado para obtener esa protección, pero sin limitar el valor de la corriente necesaria para commutar los transistores. Los diodos conectados en los devanados impiden que haya corriente en dirección inversa, por lo que también brindan protección. Otra alternativa son los optoaisladores (vea la sección 3.3).

9.7.3 Selección de un motor paso a paso

1. Requerimientos del par de operación de la aplicación. El par de velocidad debe ser lo bastante alto para acomodar el par y el requerimiento de velocidad de progresión. También las características par velocidad deben ser las adecuadas.
2. El ángulo de paso deberá ser de una resolución lo bastante alta para proporcionar los incrementos de movimiento de salida requeridos.
3. Costo

Todo esto necesitará contemplar las especificaciones de datos para motores paso a paso. A continuación se presentan algunos valores comunes tomados de una hoja de datos de un productor para un motor paso a paso unipolar (Canon 42M048CIU-N):

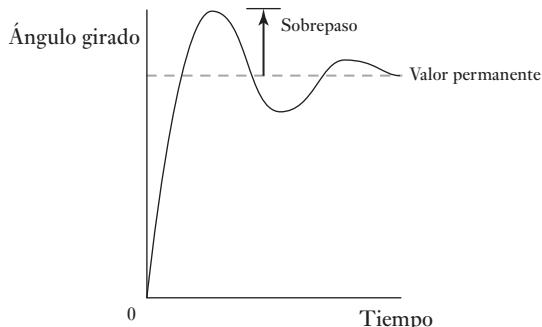
Voltaje de operación c.d.	5V
Resistencia por devanado	9.1 Ω
Inductancia por devanado	8.1 mH
Par de retención	66.2 mNm/9.4 pulg/onza
Momento de inercia del rotor	12.5×10^{-4} gm ²
Par de retén	12.7 mNm/1.8 pulg/onza
Ángulo de paso	7.5°
Tolerancia de ángulo de paso	± 0.5°
Pasos por revolución	48

El par de detención es el requerido para el motor paso a paso cuando no están energizados los devanados del motor.

Una vez seleccionado el motor, se necesitará encontrar un sistema motriz que sea compatible con el motor. Por ejemplo, para utilizar el Cybernetics CY512 con un motor unipolar, se podría ser aceptable un voltaje de entrada máximo de 7 V y una corriente máxima por fase de 80 mA. El SAA1027 de Sgnetis es un controlador ampliamente utilizado en motores paso a paso unipolares pequeños con un voltaje de entrada máximo de 18 V y una corriente máxima por fase de 350 mA. Para un motor bipolar de dos fases un motor unipolar de cuatro fases, habría que considerar el SCS-Thomson L297/L298, ya que es un conjunto de controlador lógico de dos chips. El chip L297 genera las secuencias de fase del motor de cuatro fases TTL de señales lógicas para motores unipolares de dos y de cuatro fases, y el L298 es un controlador puente diseñado para aceptar este tipo de señales y cargas inductivas de control, en este caso un motor paso a paso. Un motor bipolar puede ser controlado por corrientes de devanado de hasta 2 A.

Si se proporciona un pulso a un motor paso a paso tenemos esencialmente una entrada a un circuito de resistor e inductor y el par resultante se aplica a la carga, de donde resulta una aceleración angular. En consecuencia, el sistema tendrá una frecuencia natural; no irá directamente a la posición del paso siguiente pero por lo general tendrá oscilaciones amortiguadas en su entorno antes de descender hasta el valor permanente (Figura 9.31). Vea la sección 24.1.2 para un comentario de esto y una derivación de la frecuencia natural y del factor de amortiguamiento.

Figura 9.31 Oscilaciones en torno al ángulo permanente.



9.8

Selección de un motor

Al seleccionar un motor para una aplicación en particular, entre los factores que hay que tener en cuenta están:

- 1 Acoplamiento de inercia
- 2 Requerimientos de par
- 3 Requerimientos de potencia

9.8.1 Acoplamiento de inercia

El concepto de acoplamiento de impedancia que se presenta en la sección 3.8 para impedancias eléctricas se puede ampliar a sistemas mecánicos, y a una situación análoga a lo que ahí se describió para los circuitos eléctricos referente a un motor, una fuente de par, que rotan directamente una carga (Figura 9.32a)). El par requerido para que dé una carga con un momento I_L de inercia y una aceleración angular α es $I_L\alpha$. El par requerido para acelerar el eje del motor es $T_M = I_M\alpha_M$ y el que se requiere para acelerar la carga es $T_L = I_L\alpha_L$. El eje del motor tendrá, en ausencia del engrane, la misma aceleración angular y la misma velocidad angular. La potencia que se necesita para acelerar todo el sistema es $T_M\omega$, donde ω es la velocidad angular. Entonces:

$$\text{potencia} = (I_M + I_L)\alpha\omega$$

La potencia se produce por el par del motor T_M y así debe ser igual a $T_M\omega$. Por tanto,

$$T = (I_M + I_L)\alpha$$

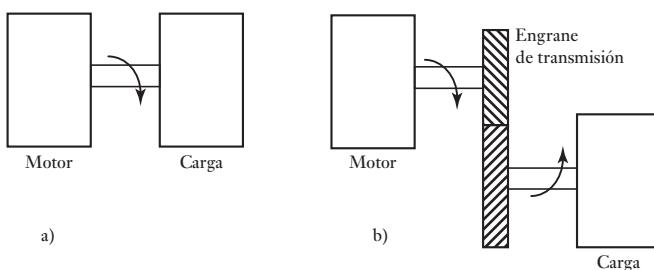


Figura 32 a) Motor girando una carga, b) motor con engrane de transmisión girando una carga.

El par para obtener una aceleración angular dada se minimizará cuando $I_M = I_L$. Por tanto para una transferencia de potencia máxima, el momento de inercia de la carga debe ser igual al del motor.

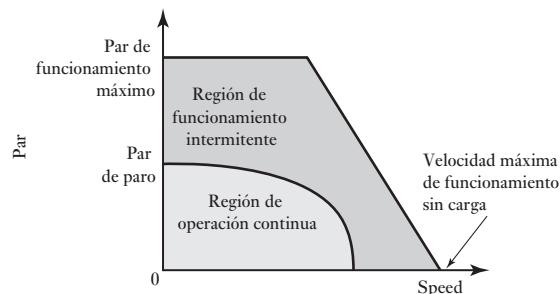
En el caso del motor que gira la carga mediante un engrane de transmisión (Figura 9.32b)), la condición para la transferencia de máxima potencia es que el momento de inercia del motor sea igual al momento de inercia reflejado de la carga, que es $n^2 I_L$, donde n es el coeficiente de reducción e I_L el momento de inercia de la carga (vea la sección 10.2.2).

Por tanto, para la transferencia de máxima potencia, el momento de inercia del motor debe acoplarse con el de la carga o la carga reflejada cuando se emplean engranes. Esto implicará que el par para obtener una aceleración dada se minimizará. Esto es particularmente útil si el motor se va a utilizar para un posicionamiento rápido. Con un sistema de engranes se puede utilizar el ajuste del coeficiente de reducción para que se logre un acoplamiento.

9.8.2 Requerimientos de par

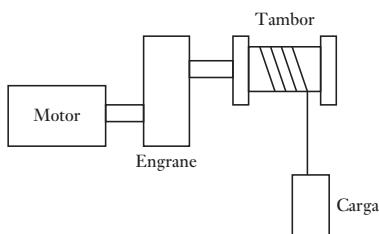
La Figura 9.33 muestra las curvas de funcionamiento de un motor común. Para un giro continuo no se debe exceder el valor de par de paro. Éste es el valor de par máximo al cual no ocurrirá un calentamiento. En uso intermitente también son posibles pares mayores. Al incrementarse la velocidad angular, disminuye la capacidad del motor para que entregue par. Por tanto, si se requieren velocidades y pares mayores que puedan ser proporcionadas por un motor en particular, se necesita elegir un motor más potente.

Figura 9.33 Gráfica de par velocidad.



Supongamos que se requiere un motor para operar un montacargas de tipo tambor y que levante una carga (Figura 9.34). Con un diámetro de tambor de, digamos, de 0.5 m y una carga máxima m de 1 000 kilos, la tensión en el cable será $mg = 1000 \times 9.81 = 9810$ N. El par en el tambor será $9810 \times 0.25 = 24525$ Nm, o alrededor de 2.5 kNm. Si el montacargas funciona a una velocidad constante v de 0.5 m/s, la velocidad angular del tambor ω es $v/r = 0.5/0.25 = 2$ rad/s, o $2/2\pi = 0.32$ revs/s. El motor controla el eje mediante un engrane. Hay que decidir si el coeficiente de reducción debe ser tal que la velocidad máxima del motor debiera estar en alrededor de 1 500 rev/min, o 25 rev/s. Esto indica un coeficiente de reducción n de $25/0.32$ o casi lo bastante para 80:1. El par de carga en el motor será reducido por un factor de 80 a partir del del tambor y será de $2500/80 = 31.25$ Nm. Si se permite cierta fricción en el engrane, entonces el par máximo permisible en el motor puede ser de alrededor de 35 Nm.

Figura 9.34 Motor levantando una carga.



No obstante, éste es el único par máximo cuando la carga se debe elevar a una velocidad constante. Se necesita agregarle el par que se necesita para acelerar la carga desde la base a la velocidad de 0.5 m/s. Si, digamos, lo que se requiere es alcanzar esta velocidad desde la base en 1 s, entonces el par de aceleración que se necesita es $I\alpha$, donde I es el momento de inercia y α es la aceleración angular. El momento de inercia efectivo de la carga como se ve por el motor a través del engrane es $(1/n^2) \times$ el momento de inercia de la carga mr^2 y así $(1/80)^2 \times 1000 \times 0.252 = 0.0098 \text{ kg m}^2$ o alrededor de 0.01 kg m^2 . El momento de inercia referido del tambor y del engrane puede agregar 0.02 kg m^2 . Para encontrar el momento de inercia total implicado en el izamiento de la carga también hay que agregarle el momento de inercia del motor. Las hojas de datos del fabricante deben dar un valor de, digamos, 0.02 kg m^2 y entonces el momento de inercia total implicado en el izamiento debe ser $0.01 + 0.02 + 0.02 = 0.05 \text{ kg m}^2$. Se requiere la velocidad del motor para levantar de 0 a 25 rev/s en 1 s, por lo que la aceleración angular es $25 \times 2\pi)/1 = 157 \text{ rad/s}^2$ o alrededor de 160 rad/s^2 . Entonces, el par de aceleración requerido es $0.05 \times 160 = 8 \text{ Nm}$. En consecuencia, el par máximo que se debe permitir es el que se requiere para levantar la carga a una velocidad constante más la que se necesita para acelerarla a esta velocidad desde la base, y por lo tanto es $35 + 8 = 43 \text{ Nm}$.

Se pueden escribir en modo algebraico los argumentos implicados en el ejemplo anterior como sigue. El par T_m requerido de un motor es el que se necesita por la carga T_L , o T_L/n para una carga ajustada a la relación del engrane n , y la que se necesita para acelerar el motor $I_m\alpha_m$, donde I_m es el momento de inercia del motor y α_m su ángulo de aceleración:

$$T = \frac{T_L}{n} + I_m\alpha_m$$

La aceleración angular de la carga α_L está dada por

$$\alpha_m = n\alpha_L$$

Como habrá un par T_f requerido para superar la fricción de la carga, el par utilizado para la carga será $(T_L - T_f)$ y por tanto

$$T_L - T_f = I_L\alpha_L$$

Por tanto podemos escribir

$$T_m = \frac{1}{n} [T_L + \alpha_L (I_L + n^2 I_m)]$$

9.8.1 Requerimientos de potencia

El motor debe estar apto para correr a la máxima velocidad requerida sin calentamiento excesivo. La potencia P total es la suma de la potencia requerida para superar la fricción y la que se necesita para la carga. Como la potencia es

el producto del par y de la velocidad angular, la potencia requerida para superar el par friccional T_f es $T_f\omega$ y la que se necesita para acelerar la carga con la aceleración angular α es $(I_L\alpha)\omega$, donde I_L es el momento de inercia de la carga. Por tanto:

$$P = T_f\omega + I_L\alpha\omega$$

Resumen

Los **relevadores** son interruptores operados de forma eléctrica en el que si se cambia una corriente a un circuito eléctrico se cambia a una corriente de encendido o apagado a otro circuito.

Un **diodo** puede considerársele como un dispositivo que pasa corriente en una sola dirección, la otra dirección tiene una resistencia muy alta.

Un **tiristor** puede ser considerado como un diodo que tiene una puerta que controla las condiciones bajo las cuales el diodo puede encenderse. Un **triac** es similar a un **tiristor** y es equivalente a un par de tiristores conectados en antiparalelo en el mismo chip.

Los **transistores bipolares** se pueden usar como interruptores al cambiar la actual base entre cero y un valor que conduce el transistor en la saturación. Los **MOSFETs** son similares y también se pueden usar como interruptores.

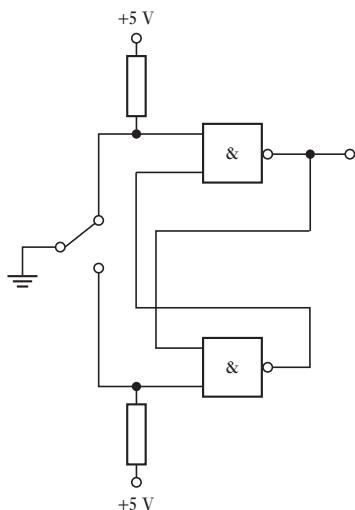
El principio básico de un motor de c.d. es un circuito de alambre, la armadura, la cual gira libre en el campo de un imán como resultado de una corriente que pasa a través de un circuito. El campo magnético puede provenir de un imán permanente o un electroimán, por ejemplo, un devanado de campo. La velocidad de un motor magnético permanente depende de la corriente a través del devanado de la armadura; con un motor de devanado de campo éste depende ya sea de la corriente a través del devanado de la armadura o a través del devanado de campo. Estos motores de c.d. requieren un conmutador y escobillas para invertir de manera periódica la corriente a través de cada devanado de armadura. El **motor de c.d. de imán permanente sin escobillas** tiene un rotor de imán permanente y una secuencia de bobinas de estator a través de las cuales la corriente cambia su secuencia.

Los **motores de c.a.** se pueden clasificar en dos grupos, monofásico y polifásico, cada grupo subdividido en motores de inducción y motores síncronos. Los motores de una sola fase tienden a utilizarse para requerimientos de potencia baja, mientras que los motores polifásicos se utilizan para potencias más altas. Los motores de inducción tienden a ser más baratos que los motores síncronos y, por lo tanto, tienen un uso mucho más amplio.

La selección de un motor requiere tener en cuenta el **acoplamiento de inercia**, así como el **par** y los **requerimientos de potencia**.

Problemas

- 9.1 Explique cómo usar el circuito de la Figura 9.35 para eliminar el rebote del interruptor.
- 9.2 Explique cómo usar un tiristor para controlar el nivel de un voltaje de c.d. seccionando la salida de una fuente de voltaje constante.
- 9.3 Se necesita un motor de c.d. con el que se obtenga: a) un par alto a velocidades bajas, para desplazar cargas grandes; b) un par de valor casi constante

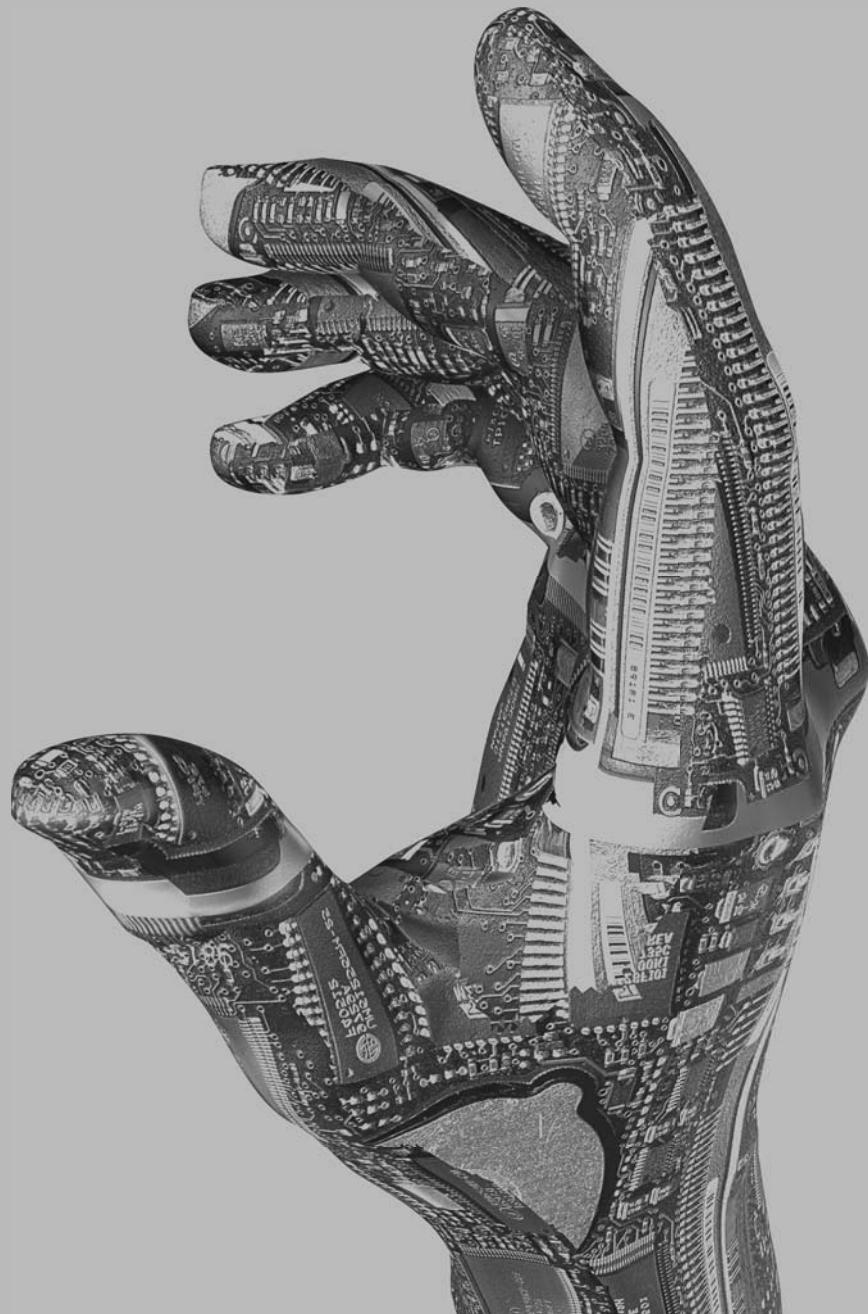
Figura 9.35 Problema 9.1.

independientemente de la velocidad. Sugiera tipos de motor que sean adecuados para este propósito.

- 9.4 Sugiera posibles tipos de motores, ya sea de c.d. o de c.a., para aplicaciones en las que se obtenga: a) una operación barata y con par constante, b) velocidades altas controladas, c) velocidades bajas, d) reducir al mínimo las necesidades de mantenimiento.
- 9.5 Explique el principio de un motor de c.d. de imán permanente sin escobillas.
- 9.6 Explique los principios de la operación del motor paso a paso de reluctancia variable.
- 9.7 Si el ángulo de paso de un motor paso a paso es 7.5° , ¿cuál será la frecuencia de la entrada digital para obtener una rotación de 10 rev/s?
- 9.8 ¿Cuál será el ángulo de paso para un motor paso a paso híbrido con ocho devanados del estator y diez dientes de rotor?
- 9.9 Un motor de c.d. de imán permanente tiene una resistencia de armadura de 0.5Ω y cuando un voltaje de 120 V es aplicado al motor éste alcanza una velocidad de rotación de estado de equilibrio de 20 rev/s y señala 40 A. ¿Cuál será a) la entrada de potencia para el motor, b) la pérdida de potencia en la armadura, c) el par generado a esa velocidad?
- 9.10 Si un motor de c.d. produce un par de 2.6 N m cuando la corriente de la armadura es 2 A, ¿cuál será el par con una corriente de 0.5 A?
- 9.11 ¿Cuántos pasos/pulsos por segundo de salida necesitará un microprocesador para un motor paso a paso si a éste se le da una salida de 0.25 rev/s y tiene un ángulo de paso de 7.5° ?
- 9.12 Un motor paso a paso se utiliza para girar una polea de 240 mm de diámetro y, por lo tanto, una banda que está moviendo una masa de 200 kg. Si esta masa se acelera de manera uniforme desde el reposo hasta 100 mm/s en 2 segundos y hay una fuerza de fricción constante de 20 N, ¿cuál será el par requerido de empuje para el motor?

Parte IV

Modelos de sistemas





Capítulo diez

Modelos de sistemas básicos

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Explicar la importancia de modelos en la predicción del comportamiento de los sistemas.
- Idear modelos a partir de bloques de construcción básicos para los sistemas mecánicos, eléctricos, fluidos y térmicos.
- Reconocer las analogías entre los sistemas mecánicos, eléctricos, térmicos y de fluidos.

10.1

Modelos matemáticos

Considere la siguiente situación: un microprocesador enciende un motor. ¿Cómo variará con el tiempo la velocidad del eje del motor? La velocidad no alcanza de inmediato el valor de la velocidad plena, sino después de cierto tiempo. Considere otra situación: se utiliza un sistema hidráulico para abrir la válvula que controla la entrada de agua a un tanque para restablecer el nivel de agua requerido. ¿Cómo varía el nivel del agua con el tiempo? El nivel requerido no se alcanza de inmediato, sino después de cierto tiempo.

Para entender el comportamiento de los sistemas se necesitan **modelos matemáticos**, que son ecuaciones que describen las relaciones entre la entrada y la salida de un sistema. También se pueden usar para predecir el comportamiento de un sistema en condiciones específicas, por ejemplo, las salidas de un conjunto de entradas, o las salidas si un parámetro en particular se cambia. Al idear un modelo matemático de un sistema es necesario hacer suposiciones y simplificaciones, y hacer un balance entre la simplicidad del modelo y la necesidad de representarlo en el comportamiento del mundo real. Por ejemplo, se podría formular un modelo matemático para un resorte al suponer que la extensión x es proporcional a la fuerza aplicada F , es decir, $F = kx$. Este modelo simplificado puede que no prediga con exactitud el comportamiento de un resorte real donde la extensión puede no ser precisamente proporcional a la fuerza y donde no se puede aplicar este modelo a pesar del tamaño de la fuerza, ya que las fuerzas grandes deformarán el resorte en forma permanente e incluso romperlo, y esto no está predicho por este sencillo modelo.

Las bases para cualquier modelo matemático se obtienen de las leyes físicas fundamentales que rigen el comportamiento del sistema. En este capítulo se considerarán diversos sistemas, incluyendo ejemplos mecánicos, eléctricos, térmicos y de fluidos.

Así como los niños arman casas, autos, grúas, etc., mediante bloques o piezas de juguetes educativos, los sistemas también pueden construirse con bloques de construcción. Se considera que cada bloque de construcción o bloque funcional posee una sola propiedad o función. Un ejemplo sencillo es el sistema de un

circuito eléctrico que puede formarse a partir de bloques funcionales que representan el comportamiento de resistores, capacitores e inductores. Se supone que el bloque funcional resistivo tiene la propiedad de la resistencia, el capacitor de la capacitancia y el inductor de la inductancia. La combinación de estos bloques de distintas maneras permite construir diferentes sistemas de circuitos eléctricos y obtener las relaciones generales de entrada-salida del sistema con una adecuada combinación de las relaciones presentes en dichos bloques funcionales. Los sistemas que se construyen en esta forma se conocen como sistemas de **parámetros concentrados** debido a que cada parámetro, es decir, cada propiedad o función, se analiza de manera independiente.

Existen similitudes en el comportamiento de los bloques funcionales utilizados en los sistemas mecánicos, eléctricos, térmicos y de fluidos. Este capítulo estudia los bloques funcionales, y cómo combinarlos para obtener modelos matemáticos que describan sistemas físicos reales. El Capítulo 11 presenta modelos más complejos. Se necesita enfatizar cómo los modelos son sólo ayudas en el diseño de sistemas. Los sistemas reales a menudo muestran características no lineales y pueden salir desde los modelos ideales desarrollados en estos capítulos. Este tema se trata en el Capítulo 11.

10.2

Bloques funcionales de sistemas mecánicos

Los bloques funcionales que se utilizan para representar sistemas mecánicos son los resortes, los amortiguadores y las masas. Los **resortes** representan la rigidez del sistema; los **amortiguadores**, las fuerzas que se oponen al movimiento, es decir, los efectos de fricción o amortiguamiento, y las **masas**, la inercia o resistencia a la aceleración (Figura 10.1). En realidad el sistema mecánico no tiene que estar formado por resortes, amortiguadores y masas, sino poseer las propiedades de rigidez, amortiguamiento e inercia. Se puede considerar que todos estos bloques unitarios tienen una fuerza como entrada y un desplazamiento como salida.

La rigidez de un resorte se describe por la relación entre la fuerza F que se usa para tensar o comprimir el resorte, y la tensión o compresión x resultante (Figura 10.1a)). Un resorte, donde la tensión o compresión es proporcional a la fuerza aplicada, como un resorte lineal, se describe como:

$$F = kx$$

donde k es una constante. Cuanto mayor sea el valor de k , mayores tendrán que ser las fuerzas para tensar o comprimir el resorte y, por lo tanto, mayor será su rigidez. El objeto que aplica la fuerza para tensar al resorte también

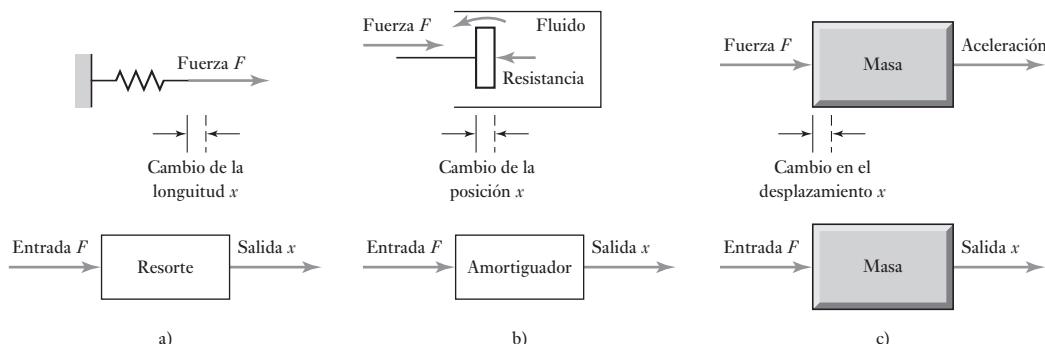


Figura 10.1 Sistemas mecánicos: a) resorte, b) amortiguador, c) masa.

experimenta la fuerza que causa el resorte tensado (tercera ley de Newton). Esta fuerza es de igual magnitud, pero en dirección opuesta a la empleada para tensar el resorte, es decir, kx .

El bloque funcional amortiguador representa el tipo de fuerzas que se originan cuando se intenta empujar un objeto a través de un fluido, o al desplazar un objeto en contra de fuerzas de fricción. Mientras más rápido se empuje al objeto, mayor será la magnitud de las fuerzas de oposición. Como diagrama, el amortiguador se representa por un pistón que se mueve en un cilindro cerrado (Figura 10.b)). Para que el pistón se mueva es necesario que el fluido de uno de los lados del pistón fluya a través del pistón o lo pase. Este flujo produce una fuerza resistiva. En el caso ideal, la fuerza de amortiguamiento o resistiva F es proporcional a la velocidad v con la que se mueve el pistón, es decir:

$$F = cv$$

donde c es una constante. Mientras mayor sea el valor de c , mayor será la fuerza de amortiguamiento para una velocidad dada. Como la velocidad es igual a la razón de cambio del desplazamiento x del pistón, es decir, $v = dx/dt$, entonces

$$F = c \frac{dx}{dt}$$

Es decir, la relación entre el desplazamiento x del pistón, o la salida, y la fuerza considerada como entrada del sistema, es una relación que depende de la razón de cambio de la salida.

El bloque funcional masa (Figura 10.1c)) tiene la propiedad de que cuanto mayor sea la masa, mayor será la fuerza necesaria para darle una aceleración específica. La relación entre la fuerza F y la aceleración a es $F = ma$ (segunda ley de Newton), donde la constante de proporcionalidad entre la fuerza y la aceleración es la constante denominada la masa m . La aceleración es igual a la razón de cambio de la velocidad, es decir, dv/dt y la velocidad v es igual a la razón de cambio del desplazamiento x , es decir, $v = dx/dt$. Entonces

$$F = ma = m \frac{dv}{dt} = m \frac{d(dx/dt)}{dt} = m \frac{d^2x}{dt^2}$$

Se necesita energía para tensar el resorte, acelerar la masa y desplazar el pistón en el amortiguador. Sin embargo, en el caso del resorte y la masa existe la posibilidad de recuperar esa energía, aunque no en el amortiguador. Al tensar el resorte se almacena energía, ésta se libera cuando el resorte recupera su longitud original. La energía almacenada cuando se produce una extensión x es igual a $\frac{1}{2}kx^2$. Como $F = kx$ la energía se puede expresar como

$$E = \frac{1}{2} \frac{F^2}{k}$$

La masa también almacena energía cuando se desplaza a una velocidad v ; esta energía se conoce como energía cinética y se libera al terminar el desplazamiento:

$$E = \frac{1}{2} mv^2$$

Sin embargo, el amortiguador no almacena energía. Si no se ejerce una fuerza de entrada, el amortiguador no regresa a su posición original. El amortiguador

sólo disipa energía, no la almacena; la potencia disipada P depende de la velocidad v y se define por

$$P = cv^2$$

10.2.1 Sistemas rotacionales

El resorte, el amortiguador y la masa son los bloques funcionales de los sistemas mecánicos donde se presentan fuerzas y desplazamientos en línea recta sin rotación. Si existe una rotación, los bloques funcionales equivalentes son el **resorte torsional**, el **amortiguador rotacional** y el **momento de inercia**, es decir, la inercia de una masa con movimiento rotacional. Con estos bloques funcionales la entrada es el par y la salida el ángulo de rotación. Con un resorte torsional, el desplazamiento angular θ es proporcional al par T , por lo tanto,

$$T = k\theta$$

En el amortiguador rotacional un disco gira dentro de un fluido y el par resistivo T es proporcional a la velocidad angular ω , y dado que la velocidad angular es igual a la razón de cambio del ángulo, es decir, $d\theta/dt$,

$$T = c\omega = c \frac{d\theta}{dt}$$

El bloque funcional momento de inercia tiene la propiedad de que mientras más grande sea el momento de inercia I , mayor será el par requerido para producir una aceleración angular α .

$$T = I\alpha$$

Por lo tanto, mientras la aceleración angular es igual a la razón de cambio de la velocidad angular, es decir, $d\omega/dt$ y la velocidad angular es igual a la razón de cambio del desplazamiento angular, entonces

$$T = I \frac{d\omega}{dt} = I \frac{d(d\theta/dt)}{dt} = I \frac{d^2\theta}{dt^2}$$

El resorte torsional y la masa rotacional almacenan energía, mientras que el amortiguador rotacional sólo la disipa. La energía almacenada en un resorte torsional cuando se volteó un ángulo θ es igual a $\frac{1}{2}k\theta^2$ y dado que $T = k\theta$, esto se puede expresar como

$$E = \frac{1}{2} \frac{T^2}{k}$$

La energía almacenada en una masa que gira a una velocidad angular ω es igual a la energía cinética E , donde:

$$E = \frac{1}{2}I\omega^2$$

La potencia P disipada en un amortiguador rotacional cuando éste gira a una velocidad angular ω es

$$P = c\omega^2$$

La Tabla 10.1 resume las ecuaciones que definen las características de los bloques funcionales mecánicos cuando, en el caso de desplazamientos en línea recta (llamado traslacional) la entrada es una fuerza F y la salida es el

Tabla 10.1 Bloques funcionales mecánicos.

Bloque funcional	Ecuación que lo describe	Energía almacenada o potencia disipada
<i>Movimiento traslacional</i>		
Resorte	$F = kx$	$E = \frac{1}{2} \frac{F^2}{k}$
Amortiguador	$F = c \frac{dx}{dt} = cv$	$P = cv^2$
Masa	$F = m \frac{d^2x}{dt^2} = m \frac{dv}{dt}$	$E = \frac{1}{2} mv^2$
<i>Movimiento rotacional</i>		
Resorte torsional	$T = k\theta$	$E = \frac{1}{2} \frac{T^2}{k}$
Amortiguador rotacional	$T = c \frac{d\theta}{dt} = c\omega$	$P = c\omega^2$
Momento de inercia	$T = I \frac{d^2\theta}{dt^2} = I \frac{d\omega}{dt}$	$E = \frac{1}{2} I\omega^2$

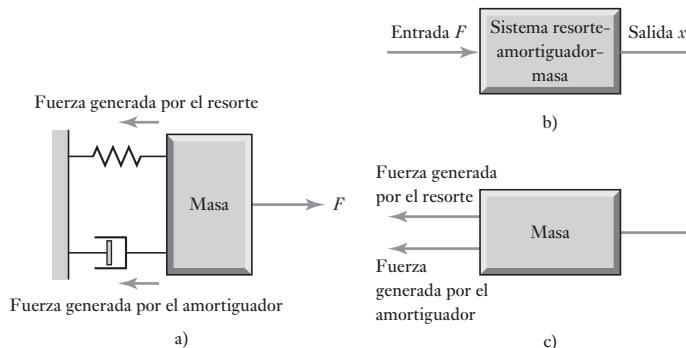
desplazamiento x , y en movimientos rotacionales la entrada es el par T y la salida el desplazamiento angular θ .

10.2.2. Modelado de sistemas mecánicos

Muchos sistemas se pueden considerar básicamente constituidos por una masa, un resorte y un amortiguador combinados de la manera mostrada en la Figura 10.2a) y con una entrada de fuerza F y una salida de desplazamiento x (Figura 10.2b)). Para evaluar la relación que existe entre la fuerza y el desplazamiento del sistema se debe adoptar un procedimiento que considere sólo una masa y nada más las fuerzas que actúen sobre esa masa. El esquema anterior se conoce como **diagrama de cuerpo libre** (Figura 10.2c)).

Cuando varias fuerzas actúan simultáneamente sobre un cuerpo, la fuerza resultante o fuerza equivalente se determina mediante una suma vectorial. Si todas las fuerzas actúan en la misma línea, o en líneas paralelas, la fuerza resultante o fuerza neta aplicada al bloque es la suma algebraica. En el caso de la masa de la Figura 10.2c), si se considera sólo a las fuerzas que actúan sobre el bloque, la fuerza neta aplicada a la masa es la fuerza aplicada F menos la

Figura 10.2 a) Sistema resorte-amortiguador-masa, b) sistema, c) diagrama de cuerpo libre.



fuerza resultante de la tensión o compresión del resorte, menos la fuerza del amortiguador. Por lo tanto,

$$\text{fuerza neta aplicada a la masa } m = F - kx - cv$$

donde v es la velocidad con la que el pistón del amortiguador y, por lo tanto, la masa se mueven. Esta fuerza neta es la que se aplica a la masa para provocar su aceleración. Así,

$$\text{fuerza neta aplicada a la masa} = ma$$

Por lo tanto

$$F - kx - c \frac{dx}{dt} = m \frac{d^2x}{dt^2}$$

o, reagrupando términos:

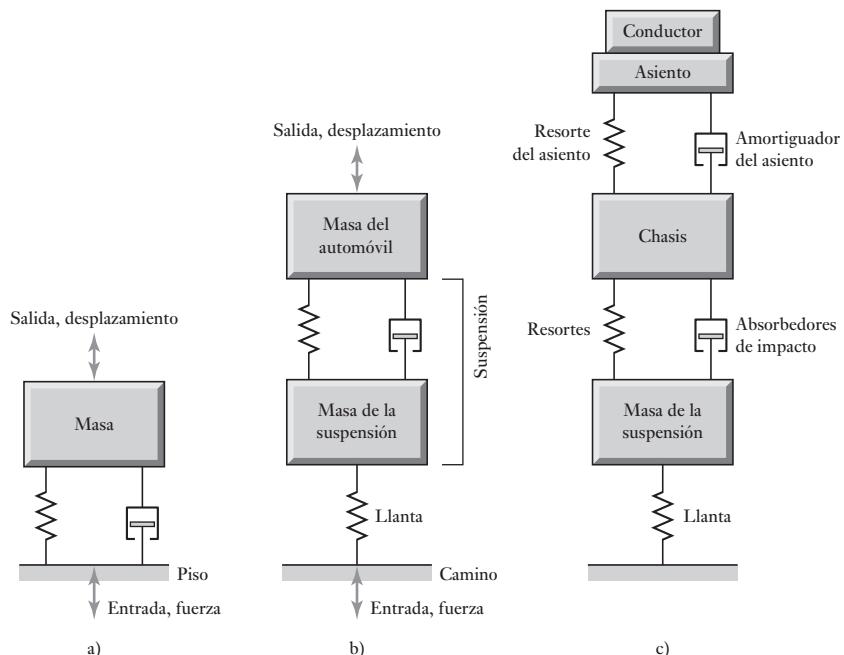
$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = F$$

Esta ecuación, llamada **ecuación diferencial**, describe la relación entre la entrada dada por la fuerza F en el sistema y la salida del desplazamiento x . Debido a que el término d^2x/dt^2 es la derivada de mayor orden en la ecuación, se trata de una ecuación diferencial de segundo orden; una ecuación diferencial de primer orden sólo tiene términos dx/dt .

Existen muchos sistemas que se pueden formar a partir de combinaciones adecuadas de bloques funcionales de resortes, amortiguadores y masas. La Figura 10.3 muestra algunos.

La Figura 10.3a) ilustra el modelo de una máquina colocada en el piso que se puede tomar como base para el estudio de los efectos de las perturbaciones del piso en los desplazamientos de la base de una máquina. La Figura 10.3.b) muestra un modelo para la rueda y su suspensión para un automóvil o camión y se puede usar para el estudio del comportamiento de un vehículo cuando transita

Figura 10.3 Modelos para:
a) una máquina colocada en el piso, b) chasis de un auto mientras la rueda gira en el camino, c) conductor de un auto mientras conduce.



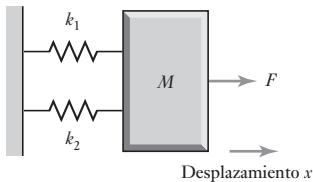


Figura 10.4 Ejemplo.

por un camino difícil y servir como base para diseñar la suspensión del vehículo. La Figura 10.3c) ilustra cómo este modelo se puede utilizar como parte de un modelo más grande para predecir cómo se sentirá el conductor al manejar por el camino. El procedimiento que se adopta para analizar estos modelos es justo el mismo que el descrito para el modelo sencillo del sistema resorte-amortiguador-masa. Por cada masa en el sistema se dibuja un diagrama de cuerpo libre; estos diagramas ilustran de manera independiente cada masa y se limitan a presentar las fuerzas que actúan sobre ellas. La resultante de las fuerzas que actúan sobre cada masa es igual al producto de la masa y la aceleración de ésta.

Para ilustrar lo anterior, considere la derivación de la ecuación diferencial que describe la relación entre la entrada de la fuerza F y la salida de desplazamiento x para el sistema que se muestra en la Figura 10.4.

La fuerza neta aplicada a la masa es F menos las fuerzas de resistencia ejercidas por cada resorte. Puesto que estos son k_1x y k_2x , entonces

$$\text{fuerza neta} = F - k_1x - k_2x$$

Debido a que la fuerza neta provoca la aceleración de la masa, entonces

$$\text{fuerza neta} = m \frac{d^2x}{dt^2}$$

Por lo tanto,

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + (k_1 + k_2)x = F$$

El procedimiento para obtener la ecuación diferencial que relaciona las entradas y salidas para un sistema mecánico consistente en un número de componentes puede resumirse así:

1. Aíslle los diversos componentes en el sistema y trace los diagramas de cuerpo libre para cada uno.
2. Por lo tanto, con las fuerzas identificadas para un componente, escriba la ecuación del modelaje para éste.
3. Combine las ecuaciones para los diversos componentes de sistemas para obtener el sistema de ecuación diferencial.

Como ejemplo, considere la derivación de la ecuación diferencial que describe el movimiento de la masa m_1 en la Figura 10.5a) cuando se aplica una fuerza F . Considere los diagramas de cuerpo libre (Figura 10.5b)). Para la masa, m_2 existen dos fuerzas: la fuerza F y la que ejerce el resorte superior. La fuerza del resorte superior se debe a una extensión de $(x_2 - x_3)$, de modo que es $k_2(x_3 - x_2)$. Por lo tanto, la fuerza neta que actúa sobre la masa es

$$\text{fuerza neta} = F - k_2(x_3 - x_2)$$

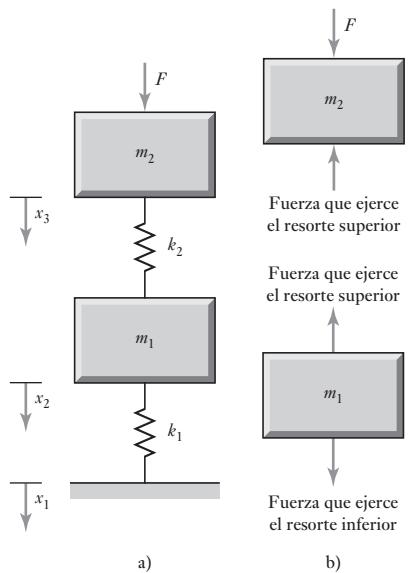
Esta fuerza acelerará la masa m_2 , por lo tanto:

$$F - k_2(x_3 - x_2) = m_2 \frac{d^2x_3}{dt^2}$$

Para el diagrama de cuerpo libre de la masa m_1 , la fuerza que ejerce el resorte superior es $k_2(x_3 - x_2)$ y la que ejerce el resorte inferior es $k_1(x_1 - x_2)$. Por lo tanto, la fuerza neta que actúa en la masa es

$$\text{fuerza neta} = k_1(x_2 - x_1) - k_2(x_3 - x_2)$$

Figura 10.5 Sistema masa-resorte.



Esta fuerza acelera la masa por lo tanto,

$$k_1(x_2 - x_1) - k_2(x_3 - x_2) = m_1 \frac{d^2x_2}{dt^2}$$

Se tienen dos ecuaciones diferenciales simultáneas de segundo orden para describir el comportamiento del sistema.

Se pueden construir modelos similares para sistemas de rotación. Para evaluar la relación entre el par y el desplazamiento angular para que el procedimiento del sistema a adoptar considere sólo un bloque de masa rotacional, y únicamente los pares actúen en dicho cuerpo. Al actuar varios pares en un cuerpo de manera simultánea, su resultante equivalente sencillo se puede encontrar por añadidura en la dirección en la que los pares se toman en cuenta. Así, un sistema que incluye un par que se usa para girar una masa en el extremo de un eje (Figura 10.6a)) se puede considerar para ser representado por los bloques funcionales rotacionales que se muestran en la Figura 10.6b). Esta es una situación comparable con lo que se analiza antes (Figura 10.2) para desplazamientos y campos lineales y produce una ecuación similar.

$$I \frac{d^2\theta}{dt^2} + c \frac{d\theta}{dt} + k\theta = T$$

Figura 10.6 Rotación de una masa en el extremo de un eje:
a) situación física, b) modelo de bloque funcional.

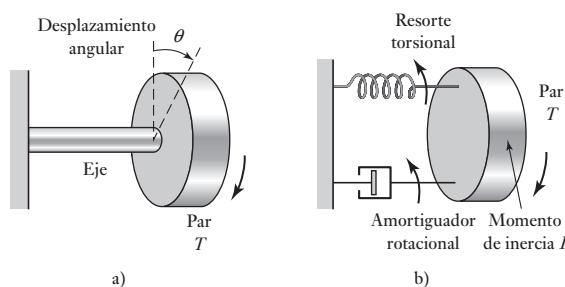
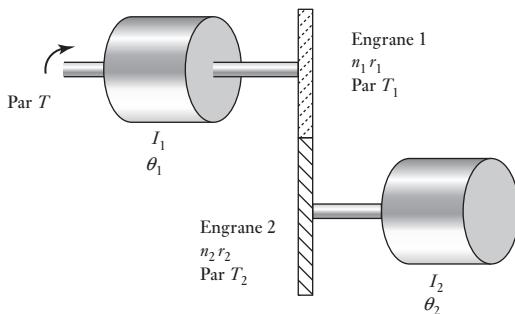


Figura 10.7 Un sistema de dos engranes.



Los motores que funcionan mediante trenes de engranes para girar cargas son una característica de muchos sistemas de control. La Figura 10.7 muestra un modelo sencillo de uno de esos sistemas, el cual consiste en una masa de momento de inercia I_1 conectado a un engrane 1 con n_1 dientes y un radio r_1 , y una masa de momento de inercia I_2 conectada a un engrane 2 con n_2 dientes y un radio r_2 . Supondremos que los engranes tienen momentos de inercia que se pueden obviar y también amortiguamiento rotacional que se puede ignorar.

Si el engrane 1 se gira a través de un ángulo θ_1 , entonces el engrane 2 girará a través de un ángulo θ_2 , de donde

$$r_1\theta_1 = r_2\theta_2$$

La relación de las cantidades de dientes de los engranes es igual a la relación n de los radios de los engranes:

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{n_1}{n_2} = n$$

Si se aplica un par T al sistema y un par T_1 se aplica al engrane 1, entonces el par es $T - T_1$, de donde

$$T - T_1 = I_1 \frac{d^2\theta_1}{dt^2}$$

Si el par T_2 ocurre en el engrane 2, entonces

$$T_2 = I_2 \frac{d^2\theta_2}{dt^2}$$

Supondremos que la potencia transmitida por el engrane 1 es igual a la transmitida por el engrane 2, y por tanto la potencia transmitida es el producto del par y la velocidad angular, lo que resulta

$$T_1 \frac{d\theta_1}{dt} = T_2 \frac{d\theta_2}{dt}$$

Dado que $r_2\theta_1 = r_2\theta_2$ se sigue que

$$T_1 \frac{d\theta_1}{dt} = T_2 \frac{d\theta_2}{dt}$$

y por tanto

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{r_1}{r_2} = n$$

Por lo que se puede escribir como

$$T - T_1 = T - nT_2 = T - n\left(I_2 \frac{d^2\theta_2}{dt^2}\right)$$

y entonces

$$T - n\left(I_2 \frac{d^2\theta_2}{dt^2}\right) = I_1 \frac{d^2\theta_1}{dt^2}$$

Dado que $\theta_2 = n\theta_1$, $d\theta_2/dt = nd\theta_1/dt$ y $d^2\theta_2/dt^2 = nd^2\theta_1/dt^2$ y por tanto

$$T - n^2\left(I_2 \frac{d^2\theta_1}{dt^2}\right) = I_1 \frac{d^2\theta_1}{dt^2}$$

$$(I_1 + n^2 I_2) \frac{d^2\theta_1}{dt^2} = T$$

Sin el tren de engranes, lo que hubiéramos tenido habría sido simplemente

$$I_1 \frac{d^2\theta_1}{dt^2} = T$$

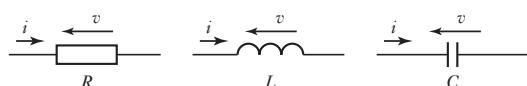
Por tanto, el momento de inercia de la carga se refleja por detrás del otro lado del tren de engranes como un momento de inercia adicional denominado $n^2 I_2$.

10.3

Bloques funcionales de sistemas eléctricos

Los bloques funcionales básicos de los sistemas eléctricos son los inductores, capacitores y resistores (Figura 10.8).

Figura 10.8 Bloques funcionales eléctricos.



En un **inductor** la diferencia de potencial v presente en todo momento depende de la razón de cambio de la corriente (di/dt) que pasa por él, es decir,

$$v = L \frac{di}{dt}$$

donde L es la inductancia. La dirección de la diferencia de potencial es opuesta a la diferencia de potencial que provoca el paso de la corriente por el inductor, de aquí el término fuerza contraelectromotriz (fcem). Al reordenar los términos de la ecuación anterior se obtiene:

$$i = \frac{1}{L} \int v dt$$

En un **capacitor**, la diferencia de potencial depende de la carga q de las placas del capacitor en determinado momento:

$$v = \frac{q}{C}$$

donde C es la capacitancia. Dado que la corriente i de entrada o salida del capacitor es igual a la razón con la que aumenta o disminuye la carga entre sus placas, es decir, $i = dq/dt$, entonces la carga total q de las placas está dada por la ecuación

$$q = \int i dt$$

y, por lo tanto,

$$v = \frac{1}{C} \int i dt$$

De manera alternativa, como $v = q/C$, entonces

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{C} \frac{dq}{dt} = \frac{1}{C} i$$

y, en consecuencia

$$i = C \frac{dv}{dt}$$

En un **resistor**, la diferencia de potencial v en un instante dado dependerá de la corriente i que circule por él,

$$v = Ri$$

donde R es la resistencia.

El inductor y el capacitor almacenan energía que se puede liberar más tarde. Un resistor no guarda energía, sólo la disipa. La energía que almacena un inductor cuando hay corriente i es

$$E = \frac{1}{2} Li^2$$

La energía que almacena un capacitor cuando tiene una diferencia de potencial v es:

$$E = \frac{1}{2} Cv^2$$

La potencia P que disipa un resistor cuando tiene una diferencia de potencial v es:

$$P = iv = \frac{v^2}{R}$$

La Tabla 10.2 resume las ecuaciones que definen las características de los bloques funcionales de sistemas eléctricos cuando la entrada es una corriente y la salida es una diferencia de potencial. Compare con las ecuaciones de la Tabla 10.1 para los bloques funcionales de un sistema mecánico.

Tabla 10.2 Bloques funcionales eléctricos.

Bloque funcional	Ecuación que lo describe	Energía almacenada o potencia disipada
Inductor	$i = \frac{1}{L} \int v dt$ $v = L \frac{di}{dt}$	$E = \frac{1}{2} Li^2$
Capacitor	$i = C \frac{dv}{dt}$	$E = \frac{1}{2} Cv^2$
Resistor	$i = \frac{v}{R}$	$P = \frac{v^2}{R}$

10.3.1 Construcción de un modelo para un sistema eléctrico

Las ecuaciones que describen la combinación de los bloques funcionales eléctricos son las **leyes de Kirchhoff**, las cuales pueden expresarse como:

1^a ley: la corriente total que entra en un nodo es igual a la corriente total que sale de él; es decir, la suma algebraica de las corrientes de un nodo es cero.

2^a ley: en un circuito cerrado o malla, la suma algebraica de las diferencias de potencial de cada una de las partes del circuito es igual al voltaje aplicado o fuerza electromotriz (fem).

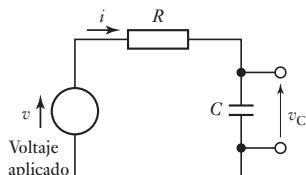


Figura 10.9 Sistema resistor-capacitor.

Ahora considere un sistema eléctrico sencillo que consiste en un resistor y un capacitor en serie, como se muestra en la Figura 10.9. Cuando se aplica la segunda ley de Kirchhoff a una malla de circuito se obtiene

$$v = v_R + v_C$$

donde v_R es la diferencia de potencial a través del resistor y v_C cruza el capacitor. Puesto que es un circuito sencillo, la corriente i a través de todos los elementos del circuito será la misma. Si la salida del circuito es la diferencia potencial a través del capacitor v_C , entonces, ya que $v_R = iR$ e $i = C(dv_C/dt)$,

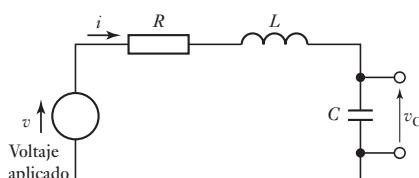
$$v = RC \frac{dv_C}{dt} + v_C$$

Esto da la relación entre la salida v_C y la entrada v y es una ecuación diferencial de primer orden.

En la Figura 10.10 se muestra un sistema resistor-inductor-capacitor. Si se aplica la segunda ley de Kirchhoff a la malla del circuito,

$$v = v_R + v_L + v_C$$

Figura 10.10 Sistema resistor-inductor-capacitor.



donde v_R es la diferencia de potencial a través del resistor, v_L a través del inductor y v_C a través del capacitor. Debido a que es sólo una malla sencilla, la corriente i será la misma a través de todos los elementos del circuito. Si la salida desde el circuito es la diferencia potencial a través del capacitor, v_C , entonces, ya que $v_R = iR$ y $v_L = L(di/dt)$

$$v = iR + L \frac{di}{dt} + v_C$$

Pero $i = C(dv_C/dt)$ y así

$$\frac{di}{dt} = C \frac{d(v_C)}{dt} = C \frac{d^2v_C}{dt^2}$$

Por lo tanto,

$$v = RC \frac{dv_C}{dt} + LC \frac{d^2v_C}{dt^2} + v_C$$

Esta es una ecuación diferencial de segundo orden.

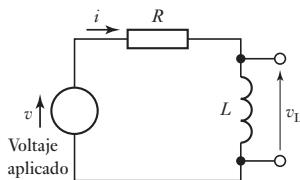


Figura 10.11 Sistema resistor-inductor.

Para mayor información, considere la relación entre la salida, la diferencia potencial a través del inductor del v_L , y la salida v para el circuito que se muestra en la Figura 10.11. Cuando se aplica la segunda ley de Kirchhoff a la malla del circuito se obtiene

$$v = v_R + v_L$$

donde v_R es la diferencia de potencial a través del resistor R y v_L a través del inductor. Debido a que $v_R = iR$,

$$v = iR + v_L$$

Por lo tanto,

$$i = \frac{1}{L} \int v_L dt$$

entonces la relación entre la entrada y la salida es

$$v = \frac{R}{L} \int v_L dt + v_L$$

En otro ejemplo considere la relación entre la salida, la diferencia de potencial v_C a través del capacitor, y la entrada v para el circuito que se muestra en la Figura 10.12. Cuando se aplica la 1^a ley de Kirchhoff al nodo A da

$$i_1 = i_2 + i_3$$

Pero

$$i_1 = \frac{v - v_A}{R}$$

$$i_2 = \frac{1}{L} \int v_A dt$$

$$i_3 = C \frac{dv_A}{dt}$$

Por lo tanto,

$$\frac{v - v_A}{R} = \frac{1}{L} \int v_A dt + C \frac{dv_A}{dt}$$

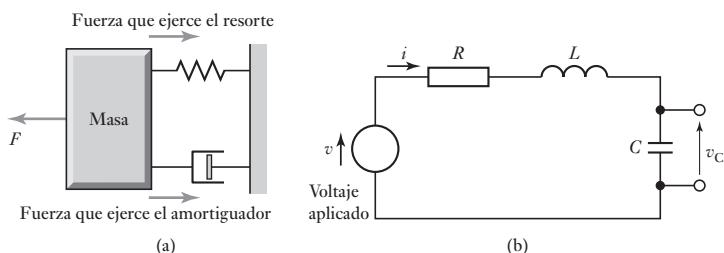
Pero $v_C = v_A$. Así, con algún reordenamiento,

$$v = RC \frac{dv_C}{dt} + v_C + \frac{R}{L} \int v_C dt$$

10.3.2 Analogías eléctricas y mecánicas

Los bloques funcionales de los sistemas eléctricos y mecánicos presentan muchas similitudes (Figura 10.13). Por ejemplo, un resistor eléctrico no acumula energía sino la disipa, con la corriente i a través de un resistor dado por $i = v/R$, donde R es una constante y la potencia disipada P es $P = v^2/R$. La analogía mecánica del resistor es el amortiguador. Tampoco almacena energía, la disipa y la fuerza F está relacionada con la velocidad v por $F = cv$, donde c es una constante y la potencia P disipada es $P = cv^2$. Los dos juegos de ecuaciones anteriores tienen formas similares. Al compararlas y considerando

Figura 10.13 Sistemas análogos.



la corriente análoga a la fuerza, la diferencia de potencial es análoga a la velocidad y la constante de amortiguamiento c es análoga a la inversa de la resistencia, es decir, $(1/R)$. Estas analogías entre corriente y fuerza, diferencia de potencial y velocidad, son válidas para otros bloques funcionales, con el resorte análogo al inductor y la masa al capacitor.

El sistema mecánico en la Figura 10.1a) y el sistema eléctrico en la Figura 10.1b) tienen relaciones entrada/salida descritas por ecuaciones diferenciales similares:

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = F \quad \text{y} \quad RC \frac{dv_C}{dt} + LC \frac{d^2v_C}{dt^2} + v_C = v$$

La analogía entre corriente y fuerza es la que más se utiliza; sin embargo, también existen otras analogías que se pueden deducir de la diferencia de potencial y la fuerza.

10.4

Bloques funcionales en sistemas de fluidos

En los sistemas de fluidos hay tres bloques funcionales que se pueden considerar los equivalentes de la resistencia eléctrica, la capacitancia y la inductancia. Se puede considerar que los sistemas de fluidos pertenecen a una de dos categorías: hidráulicos, donde el fluido es un líquido no compresible, y neumáticos, que contienen gases compresibles que, por lo tanto, experimentan cambios de densidad.

La **resistencia hidráulica** es la oposición que presenta un líquido cuando fluye a través de una válvula o debido a los cambios en el diámetro de la tubería (Figura 10.14a)). La relación entre el gasto volumétrico de un líquido q que pasa por un elemento resistivo, y la diferencia de presiones resultante ($p_1 - p_2$) es:

$$p_1 - p_2 = Rq$$

donde R es una constante llamada resistencia hidráulica. Mientras mayor sea la resistencia, mayor será la diferencia de presiones para un flujo dado. Esta ecuación, al igual que la resistencia eléctrica y la ley de Ohm, supone una relación lineal. Estas resistencias lineales hidráulicas ocurren cuando hay un flujo ordenado (laminar) a través de tubos capilares y tapones porosos, pero ocurren resistencias no lineales con flujo que pasan por orificios con bordes filosos o si el flujo es turbulento.

Capacitancia hidráulica es el término que describe la energía almacenada en un líquido cuando se almacena en forma de energía potencial. Una altura de un líquido en un recipiente (Figura 10.14b)), es decir, lo que se conoce como carga de agua, es una modalidad de este almacenamiento de energía. En la capacitancia, la razón de cambio del volumen V del recipiente, es

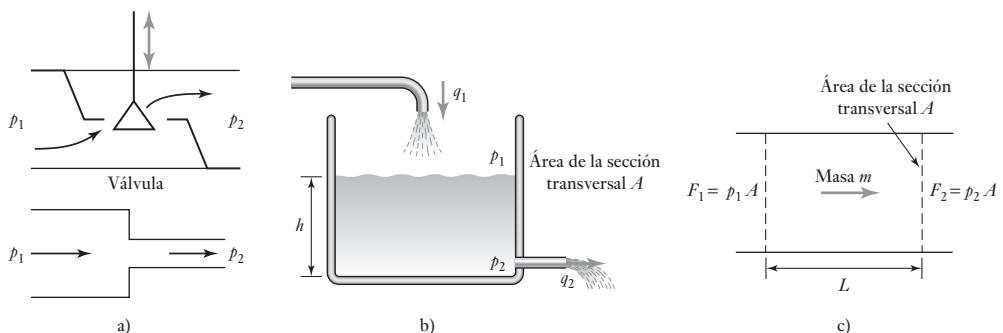


Figura 10.14 Ejemplos de hidráulica: a) resistencia, b) capacitancia, c) inertancia.

dejar, dV/dt , es igual a la diferencia entre el flujo volumétrico de entrada al recipiente q_1 y el flujo de salida del mismo q_2 , es decir,

$$q_1 - q_2 = \frac{dV}{dt}$$

Pero $V = Ah$, donde A es el área de la sección transversal del recipiente y h la altura del líquido en el recipiente. Por lo tanto,

$$q_1 - q_2 = \frac{d(Ah)}{dt} = A \frac{dh}{dt}$$

Pero la diferencia de presión entre la entrada y la salida es p , donde $p = h\rho g$, con ρ la densidad del líquido y g la aceleración de la gravedad. Así, suponiendo que el líquido es incompresible, es decir, su densidad no cambia con la presión,

$$q_1 - q_2 = A \frac{d(p/\rho g)}{dt} = \frac{A}{\rho g} \frac{dp}{dt}$$

Si la capacitancia hidráulica C se define como:

$$C = \frac{A}{\rho g}$$

Entonces

$$q_1 - q_2 = C \frac{dp}{dt}$$

Al integrar esta ecuación se obtiene

$$p = \frac{1}{C} \int (q_1 - q_2) dt$$

La **inercia hidráulica** o **inertancia** es el equivalente de la inductancia en un sistema eléctrico o de un resorte en los sistemas mecánicos. Para acelerar un fluido y aumentar su velocidad, se requiere una fuerza. Considere un bloque de masa líquida m (Figura 10.14c)). La fuerza neta que actúa sobre el líquido es

$$F_1 - F_2 = p_1 A - p_2 A = (p_1 - p_2) A$$

donde $(p_1 - p_2)$ es la diferencia de presiones y A es el área de la sección transversal. Esta fuerza neta acelera la masa con una aceleración a y, por lo tanto

$$(p_1 - p_2)A = ma$$

Pero a es la razón de cambio de la velocidad dv/dt y entonces

$$(p_1 - p_2)A = m \frac{dv}{dt}$$

La masa del líquido en cuestión tiene un volumen igual a AL , donde L es la longitud del bloque del líquido o la distancia entre los puntos del líquido en donde se midió la presión es p_1 y p_2 . Si la densidad del líquido es ρ , entonces $m = AL\rho$ y así,

$$(p_1 - p_2)A = AL\rho \frac{dv}{dt}$$

El gasto volumétrico es $q = Av$, entonces

$$(p_1 - p_2)A = L\rho \frac{dq}{dt}$$

$$p_1 - p_2 = I \frac{dq}{dt}$$

donde la inercia hidráulica I se define como

$$I = \frac{L\rho}{A}$$

En los sistemas neumáticos los tres bloques funcionales son, al igual que los sistemas hidráulicos, la resistencia, la capacitancia y la inercia. Sin embargo, los gases difieren de los líquidos por su comprensibilidad; es decir, un cambio de presión modifica el volumen y, por lo tanto, la densidad. La **resistencia neumática** R se define en función del gasto másico dm/dt (note que esta expresión con frecuencia se escribe como una m con un punto arriba para indicar que el símbolo se refiere al flujo másico, no sólo a la masa) y la diferencia de presiones $(p_1 - p_2)$ como:

$$p_1 - p_2 = R \frac{dm}{dt} = R\dot{m}$$

La **capacitancia neumática**, C , se debe a la compresibilidad del gas y es comparable a la forma en que la compresión de un resorte almacena energía. Si hay un flujo másico dm_1/dt que entra a un recipiente con volumen V y un flujo másico dm_2/dt que sale de dicho recipiente, entonces la razón de cambio de la masa en el recipiente es $(dm_1/dt - dm_2/dt)$. Si la densidad del gas en el recipiente es ρ , la razón de cambio de la masa del recipiente es

$$\text{razón de cambio de la masa en el recipiente} = \frac{d(\rho V)}{dt}$$

Pero, dado que el gas es compresible, tanto ρ como V pueden variar en el tiempo. Por lo tanto,

$$\text{razón de cambio de la masa en el recipiente} = \rho \frac{dV}{dt} + V \frac{d\rho}{dt}$$

Dado que $(dV/dt) = (dV/dp)(dp/dt)$ y, en caso de un gas ideal, $pV = mRT$, entonces $p = (m/V)RT = \rho RT$ y $d\rho/dt = (1/RT)(dp/dt)$, entonces

$$\text{razón de cambio de la masa en el recipiente} = \rho \frac{dV}{dp} \frac{dp}{dt} + \frac{V}{RT} \frac{dp}{dt}$$

donde R es la constante de gas y T la temperatura, que se supone constante, en la escala Kelvin. Así

$$\frac{dm_1}{dt} - \frac{dm_2}{dt} = \left(\rho \frac{dV}{dp} + \frac{V}{RT} \right) \frac{dp}{dt}$$

La capacitancia neumática que produce el cambio de volumen del recipiente C_1 se define como

$$C_1 = \rho \frac{dV}{dp}$$

y la capacitancia neumática debido a la comprensibilidad del gas C_2 , es

$$C_2 = \frac{V}{RT}$$

Por lo tanto,

$$\frac{dm_1}{dt} - \frac{dm_2}{dt} = (C_1 + C_2) \frac{dp}{dt}$$

o bien,

$$p_1 - p_2 = \frac{1}{C_1 + C_2} \int (\dot{m}_1 - \dot{m}_2) dt$$

La **inercia neumática** se debe a la caída de presión necesaria para acelerar un bloque de gas. De acuerdo con la segunda ley de Newton, la fuerza neta es $ma = d(mv)/dt$. Como la fuerza proviene de la diferencia de presiones ($p_1 - p_2$), entonces si A es el área transversal del bloque de gas que se acelera,

$$(p_1 - p_2)A = \frac{d(mv)}{dt}$$

Pero m , la masa del gas que se acelera, es ρLA , donde ρ es la densidad del gas y L la longitud del bloque de gas que se está acelerando; pero el gasto volúmenétrico $q = Av$, donde v es la velocidad. Entonces

$$mv = \rho LA \frac{q}{A} = \rho Lq$$

y

$$(p_1 - p_2)A = L \frac{d(\rho q)}{dt}$$

Pero $\dot{m} = \rho q$ y, por lo tanto,

$$p_1 - p_2 = \frac{L}{A} \frac{d\dot{m}}{dt}$$

$$p_1 - p_2 = I \frac{d\dot{m}}{dt}$$

donde la inercia neumática I es igual a $I = L/A$.

La Tabla 10.3 muestra las características de los bloques funcionales hidráulicos y neumáticos.

Para los hidráulicos la relación del volumen del flujo y para los neumáticos la relación de la masa del flujo son análogos a la corriente eléctrica en un sistema eléctrico. Para los sistemas hidráulicos y neumáticos la diferencia de presión es análoga a la diferencia de potencial en sistemas eléctricos. Compare la Tabla 10.3 con la Tabla 10.2. Las inercias y las capacitancias hidráulica y neumática son elementos de almacenamiento de energía, mientras que las resistencias hidráulica y neumática son disipadores de energía.

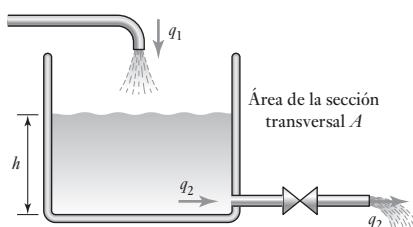
10.4.1 Obtención de un modelo para un sistema de fluidos

La Figura 10.14 ilustra un sistema hidráulico sencillo donde un líquido entra y sale de un recipiente. Se puede considerar que este sistema está compuesto de un capacitor, que es el líquido en el recipiente, y un resistor, dado por la válvula.

Tabla 10.3 Bloques funcionales hidráulico y neumático.

Bloque funcional	Ecuación que lo describe	Energía almacenada o potencia disipada
<i>Hidráulico</i>		
Inercia o inertancia	$q = \frac{1}{L} \int (p_1 - p_2) dt$ $p = L \frac{dq}{dt}$	$E = \frac{1}{2} I q^2$
Capacitancia	$q = C \frac{d(p_1 - p_2)}{dt}$	$E = \frac{1}{2} C (p_1 - p_2)^2$
Resistencia	$q = \frac{p_1 - p_2}{R}$	$P = \frac{1}{R} (p_1 - p_2)^2$
<i>Neumático</i>		
Inercia o inertancia	$\dot{m} = \frac{1}{L} \int (p_1 - p_2) dt$	$E = \frac{1}{2} I m^2$
Capacitancia	$\dot{m} = C \frac{d(p_1 - p_2)}{dt}$	$E = \frac{1}{2} C (p_1 - p_2)^2$
Resistencia	$\dot{m} = \frac{p_1 - p_2}{R}$	$P = \frac{1}{R} (p_1 - p_2)^2$

Figura 10.15 Sistema hidráulico.



La inercia se puede despreciar ya que la relación de flujos cambia sólo muy lentamente. Para el capacitor se puede escribir

$$q_1 - q_2 = C \frac{dp}{dt}$$

La relación en la que el líquido sale del recipiente q_2 es igual a la relación en la que sale la válvula. Por lo tanto, el resistor

$$p_1 - p_2 = Rq_2$$

La diferencia de presión ($p_1 - p_2$) es la presión debido a la altura del líquido en el contenedor y es por lo tanto $h\rho g$. Así, $q_2 = h\rho g/R$ y así al sustituir para q_2 en la primera ecuación se obtiene

$$q_1 - \frac{h\rho g}{R} = C \frac{d(h\rho g)}{dt}$$

y, dado que $C = A/\rho g$

$$q_1 = A \frac{dh}{dt} + \frac{\rho gh}{R}$$

Esta ecuación describe cómo la altura del líquido en el contenedor depende del gasto con el que el líquido entra al recipiente.

Un fuelle es un ejemplo de un sistema neumático sencillo (Figura 10.16). El sistema está constituido por la resistencia, representada por la reducción del diámetro a la entrada del tubo, la cual restringe el gasto del flujo de gas y la capacitancia está representada por el mismo fuelle. Se considera que la inercia es despreciable, ya que el gasto cambia en forma muy lenta.

El gasto másico del tubo está dado por

$$p_1 - p_2 = R \dot{m}$$

donde p_1 es la presión antes del estrechamiento y p_2 la presión después del estrechamiento, es decir, la presión en los fuelles. Todo el gas que fluye en el interior del fuelle permanece ahí ya que no tiene salida. La capacitancia del fuelle está dada por

$$\dot{m}_1 - \dot{m}_2 = (C_1 + C_2) \frac{dp_2}{dt}$$

El gasto másico que entra al fuelle está dado por la ecuación de la resistencia y la masa que sale del tubo es cero. Así,

$$\frac{p_1 - p_2}{R} = (C_1 + C_2) \frac{dp_2}{dt}$$

Por lo tanto,

$$p_1 = R(C_1 + C_2) \frac{dp_2}{dt} + p_2$$

Esta ecuación describe la manera en que la presión en el fuelle p_2 varía con el tiempo cuando hay una entrada de una presión p_1 .

El fuelle se expande o contrae como resultado de los cambios de presión en su interior. Los fuelles son una forma de resorte, por lo que se puede escribir $F = kx$ para la relación entre la fuerza F que causa una expansión o contracción y el desplazamiento x producido, donde k es la constante de resorte del

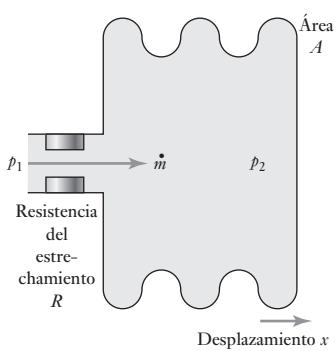


Figura 10.16 Sistema neumático.

fuelle. Sin embargo, la fuerza F depende de la presión p_2 , con $p_2 = F/A$, donde A es el área de la sección transversal del fuelle. Así, $p_2A = F = kx$. Por lo tanto, al sustituir p_2 en la ecuación anterior se obtiene

$$p_1 = R(C_1 + C_2) \frac{k}{A} \frac{dx}{dt} + \frac{k}{A} x$$

Esta ecuación diferencial de primer orden describe cómo la extensión o contracción x del fuelle cambia con el tiempo cuando hay una entrada de presión p_1 . La capacitancia neumática debida al cambio de volumen en el recipiente C_1 es $\rho dV/dp_2$ y como $V = Ax$, C_1 es $\rho A dx/dp_2$. Pero en este caso, $p_2A = kx$, por lo tanto,

$$C_1 = \rho A \frac{dx}{d(kx/A)} = \frac{\rho A^2}{k}$$

C_2 , la capacitancia neumática debida a la compresibilidad del aire, es $V/RT = Ax/RT$.

El siguiente es un ejemplo de cómo modelar el sistema hidráulico mostrado en la Figura 10.17, se pueden derivar relaciones que describen cómo el nivel del líquido en dos contenedores varía en función del tiempo. Considere que la inercia es despreciable.

El contenedor 1 es un capacitor y, por lo tanto,

$$q_1 - q_2 = C_1 \frac{dp}{dt}$$

donde $p = h_1 \rho g$ y $C_1 = A_1 / \rho g$, en consecuencia,

$$q_1 - q_2 = A_1 \frac{dh_1}{dt}$$

La velocidad con la que el líquido sale del contenedor q_2 es igual a la que sale de la válvula R_1 . Entonces para el resistor

$$p_1 - p_2 = R_1 q_2$$

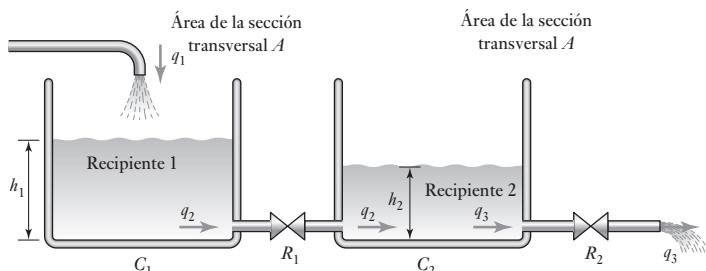
Las presiones son $h_1 \rho g$ y $h_2 \rho g$, entonces

$$(h_1 - h_2) \rho g = R_1 q_2$$

Al usar el valor de q_2 dado por la ecuación anterior y sustituyéndolo en la ecuación que describe al capacitor C_1 se obtiene

$$q_1 - \frac{(h_1 - h_2) \rho g}{R_1} = A_1 \frac{dh_1}{dt}$$

Figura 10.17 Sistema de fluido.



Esta ecuación describe cómo el nivel del líquido en el contenedor 1 depende del gasto del flujo de entrada.

Para el recipiente 2 se puede obtener un conjunto de ecuaciones similar. Así, para el capacitor C_2 ,

$$q_2 - q_3 = C_2 \frac{dp}{dt}$$

donde $p = h_2 \rho g$ y $C_2 = A_2 / \rho g$ y así,

$$q_2 - q_3 = A_2 \frac{dh_2}{dt}$$

La velocidad con la que el líquido sale del recipiente q_3 es igual a la que sale de la válvula R_2 . Entonces, para el resistor,

$$p_2 = 0 = R_2 q_3$$

Esto supone que el líquido sale a la atmósfera. Por lo tanto, al despejar el valor de q_3 de esta ecuación y al sustituirlo en la ecuación anterior da

$$q_2 - \frac{h_2 \rho g}{R_2} = A_2 \frac{dh_2}{dt}$$

Al sustituir por q_2 en esta ecuación con el valor dado por la ecuación derivada del primer contenedor da

$$\frac{(h_1 - h_2) \rho g}{R_1} - \frac{h_2 \rho g}{R_2} = A_2 \frac{dh_2}{dt}$$

Esta ecuación describe cómo varía el nivel del líquido en el contenedor 2.

10.5

Bloques funcionales de los sistemas térmicos

Los bloques funcionales de los sistemas térmicos son dos: resistencia y capacitancia. Existe un flujo neto de calor entre dos puntos si entre ellos hay una diferencia de temperaturas. El equivalente eléctrico de esto es que sólo existe una corriente neta i entre dos puntos cuando existe una diferencia de potencial v entre ellos; la relación entre corriente y diferencia de potencial es $i = v/R$, donde R es la resistencia eléctrica entre ambos puntos. Una relación similar puede usarse para definir la **resistencia térmica R** . Si q es la velocidad del flujo calorífico y $(T_1 - T_2)$ es la diferencia de las temperaturas, entonces

$$q = \frac{T_2 - T_1}{R}$$

El valor de la resistencia depende del modo de transferencia de calor. En una conducción a través de un sólido y suponiendo una conducción unidireccional

$$q = Ak \frac{T_1 - T_2}{L}$$

donde A es el área de la sección transversal del material a través del cual se conduce calor L que es la longitud del material entre los puntos en donde las

temperaturas son T_1 y T_2 ; k es la conductividad térmica. Por lo tanto, con este modo de transferencia de calor, se obtiene

$$R = \frac{L}{Ak}$$

Cuando el modo de transferencia de calor es por convección, como con líquidos y gases, entonces:

$$q = Ah(T_2 - T_1)$$

donde A es el área de la superficie donde hay diferencia de temperatura y h es el coeficiente de transferencia calorífica. Por lo tanto, con este modo de transferencia de calor, se obtiene

$$R = \frac{1}{Ah}$$

La capacitancia térmica es la medida de almacenamiento de energía interna en un sistema. Por consiguiente, si la velocidad del flujo de calor hacia el sistema es q_1 y la velocidad del flujo de salida es q_2 , entonces

$$\text{relación de cambio de la energía interna} = q_1 - q_2$$

Un aumento de la energía interna implica un incremento de la temperatura. Por lo tanto:

$$\text{cambio de energía interna} = mc \times \text{cambio de temperatura}$$

donde m es la masa y c el calor específico del material, además

$$\text{cambio de energía interna} = mc \times \text{razón de cambio de la temperatura}$$

Así,

$$q_1 - q_2 = mc \frac{dT}{dt}$$

donde dT/dt es la tasa de cambio de temperatura. Esta ecuación se puede escribir como

$$q_1 - q_2 = C \frac{dT}{dt}$$

donde C es la capacitancia térmica y así $C = mc$. La Tabla 10.4 resume los bloques funcionales térmicos.

Tabla 10.4 Bloques funcionales térmicos.

Bloque funcional	Ecuación que la describe	Energía almacenada
Capacitancia	$q_1 - q_2 = C \frac{dT}{dt}$	$E = CT$
Resistencia	$q = \frac{T_1 - T_2}{R}$	

10.5.1 Obtención de un modelo para un sistema térmico

Considere un termómetro a temperatura T que se introduce en un líquido a una temperatura T_1 (Figura 10.18).

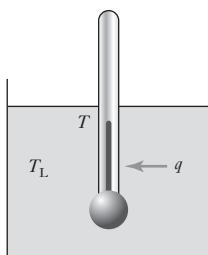


Figura 10.18 Sistema térmico.

Si R es la resistencia térmica que se opone al flujo calorífico del líquido del termómetro, entonces

$$q = \frac{T_L - T}{R}$$

donde q es la razón neta del flujo calorífico del líquido al termómetro. La capacitancia térmica C del termómetro está dada por la ecuación

$$q_1 - q_2 = C \frac{dT}{dt}$$

Dado que sólo existe un flujo neto calorífico del líquido al termómetro, $q_1 = q$ y $q_2 = 0$; por lo tanto

$$q = C \frac{dT}{dt}$$

Al sustituir el valor de q en la ecuación anterior se obtiene

$$C \frac{dT}{dt} = \frac{T_L - T}{R}$$

Si se reordenan términos en esta ecuación se obtiene

$$RC \frac{dT}{dt} + T = T_L$$

Esta es una ecuación diferencial de primer orden que describe cómo la temperatura que indica el termómetro T varía en función del tiempo al introducir el termómetro en un líquido caliente.

En el sistema térmico anterior los parámetros se consideraron concentrados. Esto significa, por ejemplo, que el termómetro y el líquido sólo tienen una temperatura, es decir, las temperaturas son función exclusiva del tiempo y no de la posición dentro de un cuerpo.

Para ilustrar lo anterior considere la Figura 10.19 donde se muestra un sistema térmico que consiste en un calentador eléctrico el cual está dentro de una habitación. El calentador emite calor a razón de q_1 y la habitación lo disipa a razón de q_2 . Si se supone que el aire de la habitación está a una temperatura uniforme T y que sus paredes no almacenan calor, deduzca la ecuación que describe cómo la temperatura de la habitación cambia con el tiempo.

Si el aire en la habitación tiene una capacitancia térmica C , entonces

$$q_1 - q_2 = C \frac{dT}{dt}$$

Si la temperatura en el interior de la habitación es T y la del exterior es T_0 , entonces

$$q_2 = \frac{T - T_0}{R}$$

donde R es la resistencia térmica de los muros. Al sustituir q_2 se obtiene

$$q_1 - \frac{T - T_0}{R} = C \frac{dT}{dt}$$

Por lo tanto,

$$RC \frac{dT}{dt} + T = Rq_1 + T_0$$

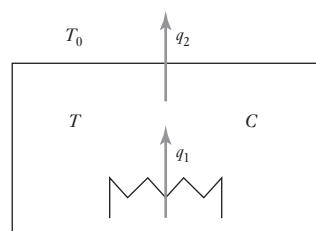


Figura 10.19 Sistema térmico.

Resumen

Un **modelo matemático** de un sistema es una descripción de éste en términos de ecuaciones relacionadas con las entradas y salidas, de manera que éstas últimas puedan ser predecibles desde las entradas.

Los sistemas mecánicos se pueden considerar a partir de masas, resortes y amortiguadores, o a partir de momentos de inercia, amortiguadores rotacionales y amortiguadores rotacionales si son rotacionales. Los sistemas eléctricos se pueden considerar a partir de resistores, capacitores e inercia, y los sistemas térmicos a partir de la resistencia y la capacitancia.

Existen muchos elementos en los sistemas mecánicos, eléctricos, térmicos y de fluidos que tienen comportamientos similares. Así, por ejemplo, la masa en los sistemas mecánicos tiene propiedades similares a la capacitancia en los sistemas eléctricos, los sistemas térmicos y en los sistemas de fluidos. La Tabla 10.5 muestra una comparación de los elementos de cada uno de estos sistemas y las ecuaciones que los definen.

Tabla 10.5 Elementos de sistemas.

	Mecánica (traslacional)	Mecánica (rotacional)	Eléctrico	De fluidos (hidráulico)	Térmico
Elemento	Masa	Momento de inercia	Capacitor	Capacitor	Capacitor
Ecuación	$F = m \frac{d^2x}{dt^2}$	$T = I \frac{d^2\theta}{dt^2}$			
	$F = m \frac{dv}{dt}$	$T = I \frac{d\omega}{dt}$	$i = C \frac{dv}{dt}$	$q = C \frac{d(p_1 - p_2)}{dt}$	$q_1 - q_2 = C \frac{dT}{dt}$
Energía	$E = \frac{1}{2}mv^2$	$E = \frac{1}{2}I\omega^2$	$E = \frac{1}{2}Cv^2$	$E = \frac{1}{2}C(p_1 - p_2)^2$	$E = CT$
Elemento	Resorte	Resorte	Inductor	Inercia/Inertancia	Ninguno
Ecuación	$F = kx$	$T = k\theta$	$v = L \frac{di}{dt}$	$p = L \frac{dq}{dt}$	
Energía	$E = \frac{1}{2} \frac{F^2}{k}$	$E = \frac{1}{2} \frac{T^2}{k}$	$E = \frac{1}{2} Li^2$	$E = \frac{1}{2} Iq^2$	
Elemento	Amortiguador	Amortiguador rotacional	Resistor	Resistencia	Resistencia
Ecuación	$F = c \frac{dx}{dt} = cv$	$T = c \frac{d\theta}{dt} = c\omega$	$i = \frac{v}{R}$	$q = \frac{p_1 - p_2}{R}$	$q = \frac{T_1 - T_2}{R}$
Potencia	$P = cv^2$	$P = c\omega^2$	$P = \frac{v^2}{R}$	$P = \frac{1}{R}(p_1 - p_2)^2$	

Problemas

- 10.1 Deduzca una ecuación que relacione la fuerza F de entrada, con la salida dada por el desplazamiento x , para los sistemas que describe la Figura 10.20.

Figura 10.20 Problema 10.1.

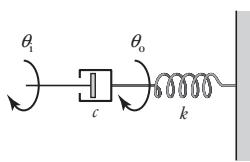
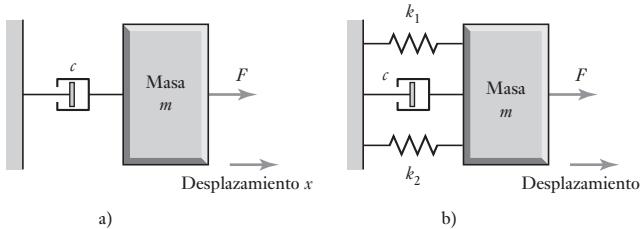


Figura 10.21
Problema 10.3.

- 10.2 Proponga un modelo para la rueda metálica de un vagón de ferrocarril que se desplaza sobre un riel metálico.

- 10.3 Deduzca una ecuación que relacione la entrada dada por un desplazamiento angular θ_1 , y la salida representada por el desplazamiento angular θ_0 del sistema rotacional de la Figura 10.21.

- 10.4 Proponga un modelo para un eje escalonado (es decir, uno que tiene un cambio súbito de diámetro) que se utiliza para girar una masa y deduzca una ecuación que relacione el par de rotación de entrada y la velocidad angular. Puede considerar que el amortiguamiento es despreciable.

- 10.5 Deduzca la relación entre la salida dada por la diferencia de potencial en el resistor R cuyo valor es v_R y la entrada v del circuito de la Figura 10.22, donde hay un resistor en serie con un capacitor.

- 10.6 Deduzca la relación entre la salida dada por la diferencia de potencial del resistor R que es v_R y la entrada v del circuito en serie RLC de la Figura 10.23.

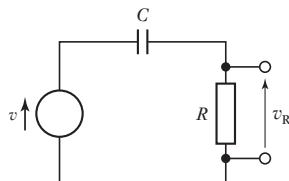


Figura 10.22 Problema 10.5.

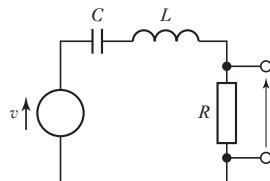


Figura 10.23 Problema 10.6.

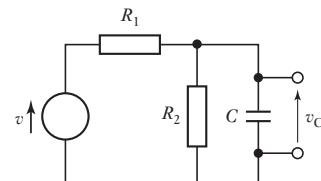
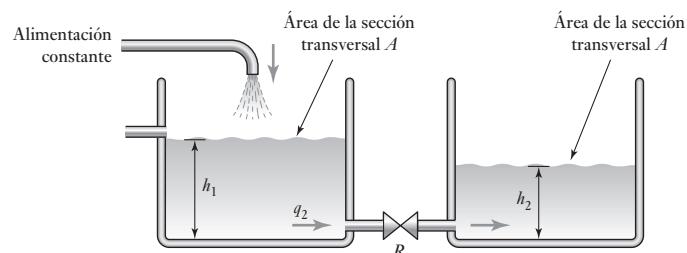


Figura 10.24 Problema 10.7.

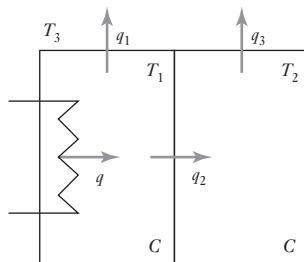
Figura 10.25
Problema 10.8.



- 10.9 Un objeto caliente, con capacitancia C y temperatura T , se enfriá en una habitación amplia con temperatura T_r . Si el sistema térmico tiene una resistencia R , deduzca una ecuación que describa cómo la temperatura del objeto cambia en función del tiempo y proponga una analogía eléctrica para este sistema.
- 10.10 La Figura 10.26 muestra un sistema térmico con dos compartimientos; uno de ellos contiene un calentador. Si la temperatura del compartimiento del calentador es T_1 , la temperatura del otro es T_2 y la temperatura alrededor de ambos es T_3 , obtenga las ecuaciones que describan cómo las temperaturas T_1 y T_2 varían con el tiempo. Todas las paredes de los recipientes tienen la misma resistencia y no almacenan calor; los dos recipientes tienen la misma capacitancia C .

Figura 10.26

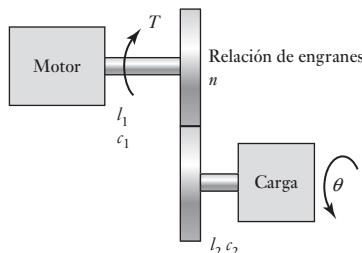
Problema 10.10.



- 10.11 Deduzca la ecuación diferencial que relaciona la entrada dada por la presión p del diafragma del actuador (como en la Figura 7.23) y el desplazamiento x del vástago.
- 10.12 Deduzca la ecuación diferencial de un motor que mueve una carga a través de un sistema de engranes (Figura 10.27) relacionando el desplazamiento de la carga en el tiempo.

Figura 10.27

Problema 10.12.





Capítulo once

Modelado de sistemas

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Concebir modelos para sistemas mecánicos, rotacional-traslacional, electromecánicos e hidromecánicos.
- Linealizar relaciones no lineales para generar modelos lineales.

11.1

Sistemas en ingeniería

En el Capítulo 10 se estudiaron por separado los elementos básicos de los sistemas mecánicos traslacionales y rotacionales, eléctricos, de fluidos y térmicos; sin embargo, en muchos sistemas que son característicos en ingeniería intervienen aspectos de más de una de estas disciplinas. Por ejemplo, en un motor eléctrico intervienen elementos eléctricos y mecánicos. Este Capítulo explica cómo combinar los elementos básicos de una disciplina para obtener modelos de sistemas multidisciplinarios y también se dirige al asunto de que a menudo los componentes reales no son lineales. Por ejemplo, al considerar un resorte el modelo sencillo supone que la fuerza y la extensión son proporcionales, en cuanto a qué tan grande es la fuerza. Es por ello que el modelo matemático debe ser una simplificación de un resorte verdadero. Sin embargo, los modelos no lineales son mucho más difíciles de manejar y por lo tanto los ingenieros tratan de evitarlos; además, los sistemas no lineales pueden aproximarse a un modelo lineal.

11.2

Sistemas rotacional-traslacional

Existen diversos mecanismos para convertir un movimiento rotacional en uno traslacional y viceversa. Por ejemplo, piñón y cremallera, ejes y tornillos sinfin, sistemas de cable y polea, etcétera.

Para ilustrar cómo se pueden analizar estos sistemas considere un sistema de piñón y cremallera (Figura 11.1). El movimiento rotacional del piñón se transforma en un movimiento de traslación de la cremallera. Considere primero el piñón. El par neto que actúa en él es ($T_{\text{entrada}} - T_{\text{salida}}$). Por lo tanto, al considerar el momento de inercia del elemento y suponiendo que el amortiguamiento es despreciable,

$$T_{\text{entrada}} - T_{\text{salida}} = I \frac{d\omega}{dt}$$

donde I es el momento de inercia del piñón y ω su velocidad angular. La rotación del piñón produce la velocidad de traslación v de la cremallera. Si el

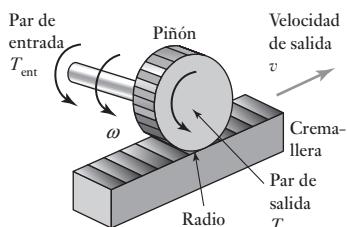


Figura 11.1 Piñón y cremallera.

piñón tiene un radio r , entonces $v = r\omega$. Por lo tanto,

$$T_{\text{entrada}} - T_{\text{salida}} = \frac{I}{r} \frac{dv}{dt}$$

Ahora considere la cremallera. Habrá una fuerza T/r que actúe en ella producida por el piñón. Si la fuerza de fricción es $c v$, entonces la fuerza neta es

$$\frac{T_{\text{salida}}}{r} - cv = m \frac{dv}{dt}$$

Si se elimina T_{salida} de las dos ecuaciones, se obtiene:

$$T_{\text{entrada}} - rcv = \left(\frac{I}{r} + mr \right) \frac{dv}{dt}$$

por lo tanto,

$$\frac{dv}{dt} = \left(\frac{r}{1 + mr^2} \right) (T_{\text{entrada}} - rcv)$$

El resultado es una ecuación diferencial de primer orden que describe cómo se relaciona la salida con la entrada.

11.3

Sistemas electro- mecánicos

Los dispositivos electromecánicos como potenciómetros, motores y generadores, transforman señales eléctricas en movimientos rotacionales o viceversa. Esta sección presenta cómo se pueden deducir modelos para estos sistemas. Un potenciómetro tiene como entrada un movimiento rotacional y como salida una diferencia de potencial. Un motor eléctrico tiene como entrada una diferencia de potencial y como salida un movimiento rotacional de su eje. Un generador tiene como entrada el movimiento rotacional de su eje y como salida una diferencia de potencial.

11.3.1 Potenciómetro

El **potenciómetro rotacional** (Figura 11.2) es un divisor de voltaje y, por lo tanto,

$$\frac{V_o}{V} = \frac{\theta}{\theta_{\max}}$$

donde V es la diferencia de potencial de todo el recorrido del potenciómetro y θ_{\max} es el ángulo total que la guía avanza al girar de uno a otro extremo. La salida es v_o para la entrada θ .

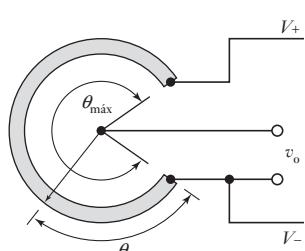


Figura 11.2 Potenciómetro rotatorio.

11.3.2 Motor de c.d.

El motor de c.d. se utiliza para convertir una señal eléctrica de entrada en una de salida mecánica; la corriente que circula por la bobina de la armadura del motor produce la rotación del eje y, con ésta, el giro de la carga (Figura 11.3).

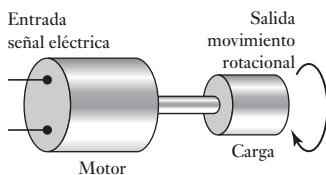


Figura 11.3 Motor moviendo una carga.

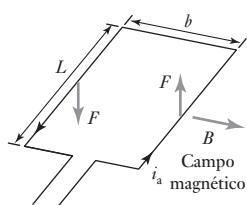


Figura 11.4 Una espira de bobina de armadura.

En esencia, el motor consiste en una bobina, la bobina de la armadura que puede girar libremente. Esta bobina se encuentra dentro del campo magnético producido por la corriente que circula en las bobinas de campo o por un imán permanente. Cuando una corriente i_a fluye por el devanado de la armadura entonces, dado que se encuentra en un campo magnético, sobre él actúan fuerzas que provocan que gire (Figura 11.4). La fuerza F que actúa en una espira de longitud L y lleva una corriente i_a dentro de un campo magnético con densidad de flujo B perpendicular al alambre, está dada por la ecuación $F = Bi_aL$; si las espiras son N , entonces $F = Nbi_aL$. Las fuerzas en las espiras de la bobina de la armadura producen un par T , donde $T = Fb$, con b el ancho de la bobina. Entonces

$$T = NBi_aLb$$

El par resultante es proporcional a (Bi_a) , los demás factores son constantes. Entonces se puede escribir

$$T = k_1Bi_a$$

Dado que la armadura es una bobina que gira en un campo magnético, se induce un voltaje en ella como resultado de la inducción electromagnética. Este voltaje tiene una dirección tal que se opone al cambio que lo produce y se conoce como fuerza contraelectromotriz (fcem). Esta fcem v_b es proporcional a la velocidad de rotación de la armadura y al flujo asociado con la bobina y, por lo tanto, a la densidad de flujo B . Así,

$$v_b = k_2B\omega$$

donde ω es la velocidad angular del eje y k_2 una constante.

Suponga un motor de c.d. con una bobina de campo y una de armadura que se excitan por separado. En un **motor controlado por armadura** la corriente de campo i_f se mantiene constante y el motor se controla ajustando el voltaje de la armadura v_a . Una corriente de campo constante significa una densidad de flujo magnético constante B en la bobina de la armadura. Por lo tanto,

$$v_b = k_2B\omega = k_3\omega$$

donde k_3 es una constante. El circuito de la armadura se puede considerar como una resistencia R_a conectada en serie con una inductancia L_a (Figura 11.5).

Si v_a es el voltaje aplicado al circuito de la armadura, entonces existe una fcem que corresponde a v_b , y se obtiene:

$$v_a - v_b = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a$$

Figura 11.5 Circuitos de un motor de c.d.

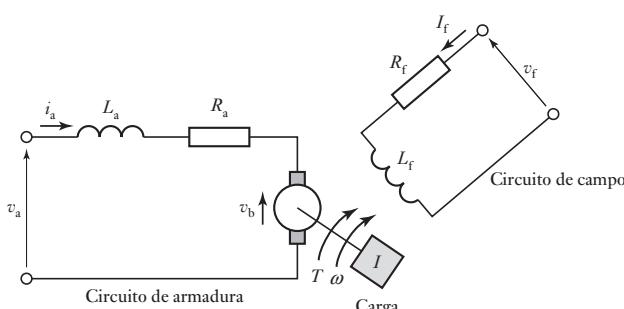
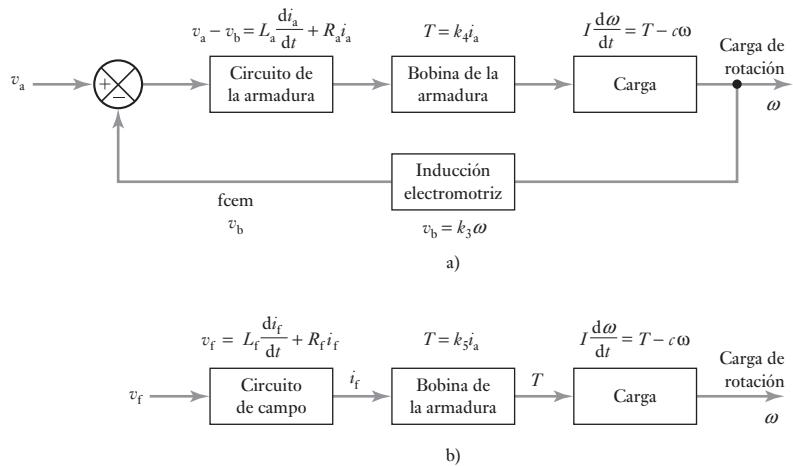


Figura 11.6 Motores de c.d.:
a) controlado por armadura,
b) controlado por campo.



Esta ecuación se puede ver en términos de un diagrama de bloques como muestra la Figura 11.6. La entrada al motor del sistema es v_a y ésta se suma a una señal de realimentación de la fcem v_b para dar una señal de error que es la entrada del circuito de la armadura. La ecuación anterior describe la relación entre la entrada de la señal de error en la bobina de la armadura y la salida de la corriente de la armadura i_a . Al sustituir v_b se obtiene

$$v_a - k_3\omega = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a$$

La corriente i_a de la armadura produce un par T . Entonces en el motor controlado por armadura, B es constante, y se tiene

$$T = k_1 B i_a = k_4 i_a$$

donde k_4 es una constante. Este par se convierte en la entrada del sistema de carga. El par neto que actúa sobre la carga es

$$\text{Par neto} = T - \text{par de amortiguamiento}$$

El par de amortiguamiento es $c\omega$, donde c es una constante. Por lo tanto, si se desprecian los efectos de resortes torsionales del eje de rotación, se obtiene

$$\text{Par neto} = k_4 i_a - c\omega$$

Esto provoca una aceleración angular $d\omega/dt$, por lo tanto,

$$I \frac{d\omega}{dt} = k_4 i_a - c\omega$$

De esta forma se obtienen dos ecuaciones que describen las condiciones presentes en un motor controlado por armadura, es decir,

$$v_a - k_3\omega = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a \quad \text{y} \quad I \frac{d\omega}{dt} = k_4 i_a - c\omega$$

Así podemos obtener la ecuación que relaciona la salida ω con la entrada v_a del sistema al eliminar i_a . Vea una breve explicación de la transformada de

Laplace en el Capítulo 13 o en el apéndice A, donde se indica cómo realizar lo anterior.

En un **motor controlado por campo** la corriente de la armadura permanece constante y el motor se controla mediante la variación del voltaje de campo. En el circuito de campo (Figura 11.5), lo que en esencia se tiene es una inductancia L_f en serie con una resistencia R_f . Por lo tanto, para este circuito

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt}$$

Imagine que el motor controlado por campo es el que representa el diagrama de bloques de la Figura 11.6b). La entrada al sistema es v_f . El circuito de campo la convierte en una corriente i_f , la relación entre v_f e i_f está dada por la ecuación anterior. Esta corriente produce un campo magnético y, en consecuencia, un par que actúa en la bobina de la armadura, como indica $T = k_1 B i_a$. Pero la densidad de flujo B es proporcional a la corriente de campo i_f y como i_a es constante, se tiene

$$T = k_1 B i_a = k_5 i_f$$

donde k_5 es una constante. La carga del sistema convierte al par de salida en una velocidad angular ω . Al igual que antes, el par neto que actúa sobre la carga es

$$\text{Par neto} = T - \text{par de amortiguamiento}$$

El amortiguamiento torsional es $c\omega$, donde c es una constante. Por lo tanto, si los efectos de los resortes torsionales del eje son despreciables, se tiene

$$\text{par neto} = k_5 i_f - c\omega$$

Esto provocará una aceleración angular de $d\omega/dt$ y, por lo tanto,

$$I \frac{d\omega}{dt} = k_5 i_f - c\omega$$

Las condiciones que caracterizan a un motor controlado por campo están representadas por las ecuaciones:

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad \text{y} \quad I \frac{d\omega}{dt} = k_5 i_f - c\omega$$

Así, se obtiene la ecuación que relaciona la salida ω con la entrada v_f del sistema al eliminar i_f . Vea una breve explicación sobre la transformada de Laplace en el Capítulo 13, o en el apéndice A, donde se indica cómo realizar lo anterior.

11.4

Linealidad

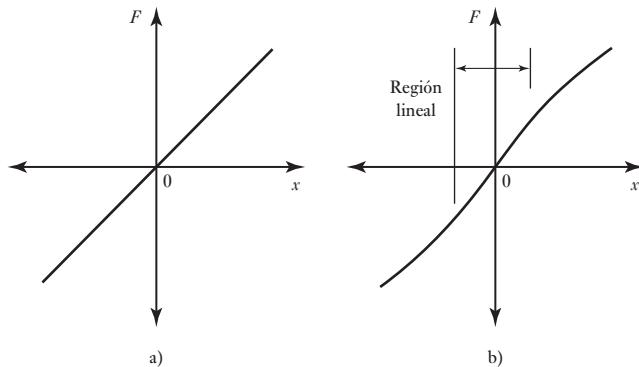
En bloques combinados para crear modelos de sistemas se hace la suposición de que la relación para cada bloque es lineal. Lo siguiente es un breve análisis de linealidad y cómo, ya que muchos artículos de ingeniería reales son no lineales, se necesita hacer una aproximación lineal para un artículo no lineal.

La relación entre la fuerza F y la deformación x producida en un resorte ideal es lineal y está dada por $F = kx$. Esto significa que si una fuerza F_1 produce una deformación x_1 y la fuerza F_2 produce una deformación x_2 , una fuerza igual a $(F_1 + F_2)$ producirá una deformación $(x_1 + x_2)$. A esto se le llama **principio de superposición** y es una condición necesaria para que un sistema se

pueda considerar un **sistema lineal**. Otra condición para que un sistema sea lineal es que si una entrada F_1 produce una deformación x_1 , entonces una entrada cF_1 producirá una salida cx_1 , donde c es una constante multiplicativa.

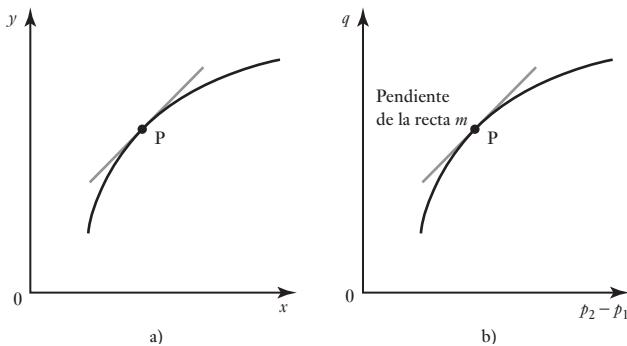
La curva que resulta al graficar la fuerza F en función de la deformación x es una línea recta que pasa por el origen cuando la relación es lineal (Figura 11.7a)). Los resortes reales, como muchos otros componentes reales, no son perfectamente lineales (Figura 11.7b)). Sin embargo, con frecuencia existe un intervalo de operación en el que la linealidad se puede suponer. Así, para el resorte con la gráfica de la Figura 11.7b) se puede suponer linealidad siempre que el resorte se utilice sólo en la parte central de la gráfica. Para muchos componentes de sistemas es posible suponer la linealidad del funcionamiento dentro de un intervalo de valores de la variable en torno a cierto punto de operación.

Figura 11.7 Resortes: a) ideal, b) real.



En algunos componentes de sistemas (Figura 11.8a)) la relación es no lineal; para esos componentes lo mejor que puede hacerse para obtener una relación lineal es trabajar sólo con la línea recta que corresponde a la pendiente de la gráfica en el punto de operación.

Figura 11.8 Relación no lineal.



Así, para la relación entre y y x de la Figura 11.8a), en el punto de operación P, donde la pendiente es igual a m ,

$$\Delta y = m \Delta x$$

donde Δy y Δx son pequeñas variaciones en las señales de entrada y salida en el punto de operación.

Por ejemplo, la velocidad q del flujo del líquido a través de un orificio está dada por

$$q = c_d A \sqrt{\frac{2(p_1 - p_2)}{\rho}}$$

donde c_d es una constante denominada coeficiente de descarga, A el área de la sección transversal del orificio, ρ la densidad del fluido y $(p_1 - p_2)$ la diferencia de presiones. Para un área de sección transversal y densidad constantes, la ecuación se reduce a

$$q = C\sqrt{p_1 - p_2}$$

donde C es una constante. Ésta es una relación no lineal entre el gasto y la diferencia de presiones. Se puede obtener una relación lineal si se considera la línea recta que representa la pendiente en la gráfica de la relación gasto/diferencia de presiones (Figura 11.8b) al punto de operación. La pendiente m es $dq/d(p_1 - p_2)$ y su valor es

$$m = \frac{dq}{d(p_1 - p_2)} = \frac{C}{2\sqrt{p_{o1} - p_{o2}}}$$

donde $(p_{o1} - p_{o2})$ es el valor en el punto de operación. Para variaciones ligeras en torno al punto de operación se supone que es posible reemplazar la gráfica no lineal por una línea recta con pendiente m y, por lo tanto, afirmar que $m = \Delta q / \Delta(p_1 - p_2)$, entonces

$$\Delta q = m \Delta(p_1 - p_2)$$

De ahí que, si tuviéramos $C = 2 \text{ m}^3/\text{s}$ por kPa, es decir, $q = 2(p_1 - p_2)$, entonces para un punto de operación de $(p_1 - p_2) = 4 \text{ kPa}$, con $m = 2/(2\sqrt{4}) = 0.5$, la versión linealizada de la ecuación sería

$$\Delta q = 0.5 \Delta(p_1 - p_2)$$

Los modelos matemáticos linealizados se utilizan porque la mayoría de las técnicas de sistemas de control están basadas en que son relaciones lineales para los elementos de tales sistemas. También, porque la mayoría de los sistemas de control mantienen una salida igual para algún valor de referencia, las variaciones de este valor tienden a ser más bien pequeñas y así el modelo linealizado es perfectamente apropiado.

11.5

Sistemas hidromecánicos

Los convertidores hidromecánicos transforman señales hidráulicas en movimientos traslacionales o rotacionales, y viceversa. Por ejemplo, el movimiento de un pistón en un cilindro, como resultado de la presión hidráulica, involucra la transformación de la entrada de esa presión hidráulica en un movimiento de traslación como salida.

La Figura 11.9 muestra un sistema hidráulico en el que la entrada es un desplazamiento x_i que se transforma, después de atravesar el sistema, en el desplazamiento x_o de una carga. El sistema consiste en una válvula de corredera y un cilindro. El desplazamiento de la entrada x_i produce una presión de suministro de fluido hidráulico p_s que provoca el paso del fluido a la parte izquierda del cilindro. Esto empuja el vástago del cilindro a la derecha y causa la salida del fluido a la parte derecha de la cámara, por el puerto de salida en el extremo derecho de la válvula de corredera.

El gasto del fluido que entra y sale de la cámara depende de qué tanto haya descubierto los puertos el movimiento de entrada al permitir la entrada o salida del fluido de la válvula de corredera. Cuando el desplazamiento de entrada

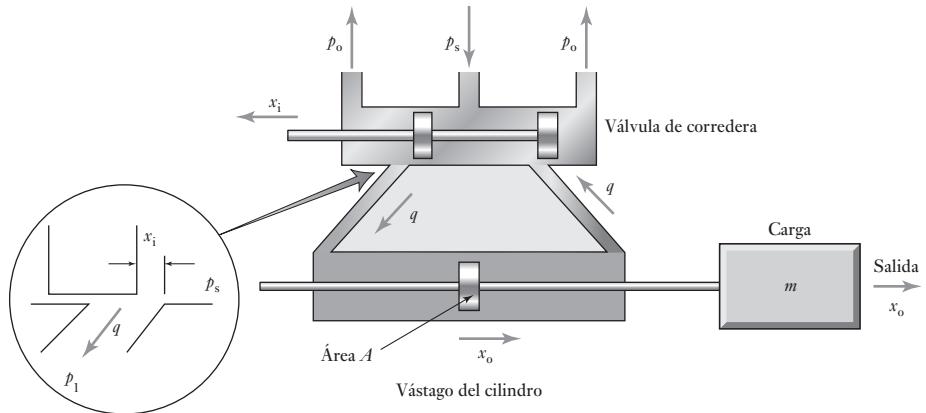


Figura 11.9 Sistema hidráulico y carga.

\$x_i\$ es a la derecha, la válvula de corredera permite que el fluido pase al extremo derecho del cilindro y el resultado es el movimiento del pistón a la izquierda.

El gasto del fluido \$q\$ que pasa por un orificio, que es lo que los puertos de la válvula de corredera son, es una relación no lineal, dependiendo de la diferencia de presiones entre los dos lados del orificio y de su área transversal \$A\$. No obstante, es posible utilizar una versión linealizada de la ecuación (vea en la sección anterior para su deducción).

$$\Delta q = m_1 \Delta A + m_2 \Delta(\text{diferencia de presiones})$$

donde \$m_1\$ y \$m_2\$ son constantes en el punto de operación. La diferencia de presiones del fluido cuando entra en la cámara es \$(p_s - p_1)\$ y cuando sale \$(p_2 - p_o)\$. Si el punto de operación en torno al cual se analizó la ecuación se toma como el punto en el que la válvula de corredera está en su posición central y los puertos que la conectan con el cilindro están ambos cerrados, \$q\$ es cero y, por lo tanto, \$\Delta q = q\$, \$A\$ es proporcional a \$x_s\$ si se supone que \$x_s\$ se mide a partir de su posición central, y el cambio de presión en el lado de entrada del pistón es \$-\Delta p_1\$ respecto a \$p_s\$, y en el lado de salida \$\Delta p_2\$ respecto a \$p_o\$. Por lo tanto, la ecuación correspondiente al puerto de entrada es

$$q = m_1 x_i + m_2 (-\Delta p_1)$$

y para el puerto de salida es

$$q = m_1 x_i + m_2 \Delta p_2$$

Al sumar ambas ecuaciones se obtiene:

$$2q = 2m_1 x_i - m_2 (\Delta p_1 - \Delta p_2)$$

$$q = m_1 x_i - m_3 (\Delta p_1 - \Delta p_2)$$

donde \$m_3 = m_2/2\$.

Para el cilindro, la variación en el volumen del fluido que entra en el lado izquierdo de la cámara, o que sale por el lado derecho, cuando el pistón se desplaza una distancia \$x_o\$ es \$Ax_o\$, donde \$A\$ es el área de la sección transversal del pistón. Entonces, la razón de variación del volumen es \$A(dx_o/dt)\$. La tasa

de entrada del fluido en la parte izquierda del cilindro es q . Sin embargo, dado que hay cierta cantidad de fluido que se fuga de un lado del pistón al otro,

$$q = A \frac{dx_o}{dt} + q_L$$

donde q_L es la tasa de la fuga. Al sustituir q , se obtiene

$$m_1x_i - m_3(\Delta p_1 - \Delta p_2) = A \frac{dx_o}{dt} + q_L$$

La razón de la fuga de fluido q_L es un flujo que pasa por un orificio, en este caso, el espacio entre el vástago y el cilindro. El orificio tiene una sección transversal constante y una diferencia de presión ($\Delta p_1 - \Delta p_2$). Por lo tanto, al usar la ecuación linealizada en este tipo de flujo:

$$q_L = m_4(\Delta p_1 - \Delta p_2)$$

Y al usar esta ecuación para sustituir q_L :

$$m_1x_i - m_3(\Delta p_1 - \Delta p_2) = A \frac{dx_o}{dt} + m_4(\Delta p_1 - \Delta p_2)$$

$$m_1x_i - (m_3 + m_4)(\Delta p_1 - \Delta p_2) = A \frac{dx_o}{dt}$$

La diferencia de presiones en el pistón se produce como resultado de la fuerza que se ejerce en la carga, donde dicha fuerza es igual a $(\Delta p_1 - \Delta p_2)A$. También existe un movimiento amortiguador, es decir, de fricción de la masa. Éste es proporcional a la velocidad de la masa, o sea (dx_o/dt) . Por lo tanto, la fuerza neta que se ejerce sobre la carga es

$$\text{fuerza neta} = (\Delta p_1 - \Delta p_2)A - c \frac{dx_o}{dt}$$

Esta fuerza neta causa la aceleración de la masa, y como la aceleración es (d^2x_o/dt^2) , entonces:

$$m \frac{d^2x_o}{dt^2} = (\Delta p_1 - \Delta p_2)A - c \frac{dx_o}{dt}$$

Al reordenar la ecuación se obtiene:

$$\Delta p_1 - \Delta p_2 = \frac{m}{A} \frac{d^2x_o}{dt^2} + \frac{c}{A} \frac{dx_o}{dt}$$

Si se usa esta ecuación para sustituir las diferencias de presión en la ecuación anterior

$$m_1x_i - (m_3 + m_4) \left(\frac{m}{A} \frac{d^2x_o}{dt^2} + \frac{c}{A} \frac{dx_o}{dt} \right) = A \frac{dx_o}{dt}$$

Al reordenar se obtiene

$$\frac{(m_3 + m_4)m}{A} \frac{d^2x_o}{dt^2} + \left(A + \frac{c(m_3 + m_4)}{A} \right) \frac{dx_o}{dt} = m_1x_i$$

y reordenando esta ecuación se obtiene

$$\frac{(m_3 + m_4)m}{A^2 + c(m_3 + m_4)} \frac{d^2x_o}{dt^2} + \frac{dx_o}{dt} = \frac{Am_1}{A^2 + c(m_3 + m_4)} x_i$$

Para simplificar esta ecuación se utilizan dos constantes, k y τ , esta última se conoce como constante de tiempo (vea el Capítulo 12). Por lo tanto,

$$\tau \frac{d^2x_o}{dt^2} + \frac{dx_o}{dt} = kx_i$$

Entonces, la relación entre la entrada y la salida se representa por una ecuación diferencial de segundo orden.

Resumen

Muchos sistemas en la ingeniería involucran aspectos de más de una disciplina y esto se debe tomar en cuenta cuando se examina la manera en la que el sistema puede construirse desde bloques funcionales de una sola disciplina.

Se dice que un sistema es lineal cuando sus ecuaciones básicas, ya sean algebraicas o diferenciales, son tales que la magnitud de la salida producida es directamente proporcional a la entrada. Para una ecuación algebraica, esto quiere decir que la gráfica de la salida trazada contra la entrada es una línea recta que pasa a través el origen. De manera que al duplicar la entrada se duplica la salida. Para un sistema lineal se puede obtener la salida del sistema para una cantidad de entradas al añadir las salidas del sistema para cada entrada individual considerada por separado. A esto se le llama el principio de la superposición.

Problemas

- 11.1 Deduzca una ecuación diferencial relacionada con el voltaje de entrada a un servomotor de c.d. y la velocidad angular de la salida, al suponer que el motor está controlado por la armadura y que el circuito equivalente para el motor tiene una armadura sólo con resistencia, y su inductancia es despreciada.
- 11.2 Deduzca las ecuaciones diferenciales para un generador de c.d. Se podría decir que el generador tiene un campo magnético constante. El circuito de la armadura tiene un sistema de bobina y armadura, ambas con resistencia e inductancia en series con la carga. Asuma que la carga tiene resistencia e inductancia.
- 11.3 Deduzca ecuaciones diferenciales para un motor de c.d. de imán permanente.



Capítulo doce

Respuestas dinámicas de sistemas

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Utilizar el modelado de sistemas dinámicos mediante ecuaciones diferenciales.
- Determinar las salidas de los sistemas de primer orden para las entradas y determinar las constantes de tiempo.
- Determinar las salidas de los sistemas de segundo orden para las entradas e identificar las condiciones sobreamortiguada, críticamente amortiguada y subamortiguada.
- Describir las características de las respuestas del sistema de segundo orden en términos de tiempo de levantamiento, sobrepaso, razón de decaimiento, decremento y tiempo de establecimiento.

12.1

Modelado de sistemas dinámicos

La función más importante de un modelo diseñado como sistema de medición o control es predecir qué salida se obtendrá con una entrada en particular. No sólo se está interesado en una situación estática, es decir, después de que se alcanza un estado estable y hay una salida de x correspondiente a una entrada de y . También es necesario considerar cómo varía la salida con el tiempo cuando la entrada cambia, o bien cuando varía con el tiempo. Por ejemplo, ¿cómo varía con el tiempo la temperatura de un sistema de control de temperatura cuando su termostato se fija a una nueva temperatura de referencia? En un sistema de control, ¿cómo cambiará con el tiempo la salida del sistema al definir un nuevo punto de ajuste o cuando aumenta a una tasa constante?

Los Capítulos 10 y 11 se refieren a modelos de sistemas en los que la entrada varía con el tiempo y los resultados respectivos se expresan con ecuaciones diferenciales. Este capítulo trata cómo usar estos modelos para predecir la forma en que las salidas cambian con el tiempo cuando la entrada varía con éste.

12.1.1 Ecuaciones diferenciales

Para describir la relación entre la entrada de un sistema y su salida se debe describir la relación entre entradas y salidas utilizando expresiones que sean funciones del tiempo. Para ello se recurre a una ecuación que exprese cómo varía con el tiempo la salida del sistema cuando la entrada también se modifica con el tiempo. Para este fin se utiliza una ecuación diferencial. Esta ecuación incluye derivadas con respecto al tiempo que permiten conocer la forma en que la respuesta del sistema varía con el tiempo. La derivada dx/dt describe la tasa de variación de x en función del tiempo, la derivada d^2x/dt^2 da el cambio de dx/dt en el tiempo. Las ecuaciones diferenciales se clasifican en

ecuaciones de primer orden, segundo orden, tercer orden, etcétera, según sea la derivada de mayor orden en ellas. El orden máximo de una ecuación de primer orden es dx/dt , el de una de segundo orden es d^2x/dt^2 , el de una de tercer orden d^3x/dt^3 y el de una de n -ésimo orden $d^n x/dt^n$.

Este capítulo analiza los tipos de respuestas que se pueden obtener con los sistemas de primer y segundo orden y la solución de tales ecuaciones a fin de obtener las respuestas del sistema para diversos tipos de entrada. Para encontrar la solución de una ecuación en este capítulo se utiliza el método de ‘prueba una solución’; en el Capítulo 13 se explica con mayor detalle el método de la transformada de Laplace.

12.2

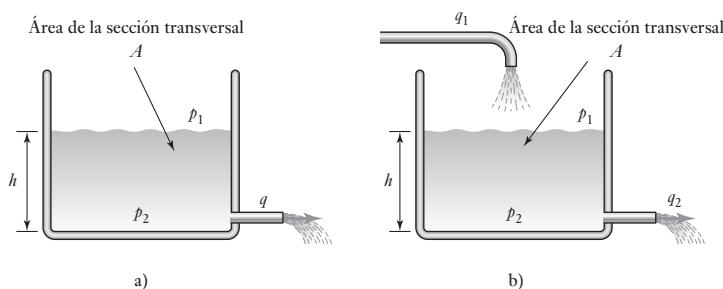
Terminología

En esta sección se revisan algunos de los términos que se usan cuando se describen las respuestas dinámicas de los sistemas.

12.2.1 Respuestas libre y forzada

El término **respuesta libre** se emplea para un sistema cuando no hay una entrada al sistema que obligue a la variable a cambiar, aunque el cambio es de manera libre. Como se muestra en la ilustración, suponga el sistema de primer orden del agua que permite el paso libre del flujo de agua hacia fuera del tanque (Figura 12.1a)).

Figura 12.1 Agua que sale de un tanque: a) libre sin entrada, b) con entrada forzada.



Para dicho sistema se tiene

$$p_1 - p_2 = Rq$$

donde R es la resistencia hidráulica. Ahora bien, $p_1 - p_2 = h\rho g$, donde ρ es la densidad del agua, y q el gasto de salida del agua del tanque, que también es $-dV/dt$, donde V es el volumen de agua del tanque, que es igual a Ah . Por lo tanto, $q = -d(Ah)/dt = -Adh/dt$ y así la ecuación anterior se puede escribir como

$$h\rho g = -RA \frac{dh}{dt}$$

Esta es la respuesta libre en donde no hay entrada al sistema que fuerce a la variable h a cambiar; es sólo un cambio libre con el tiempo. Para constatar lo anterior, basta escribir la ecuación diferencial con todos los términos de salida, es decir, h , en el mismo lado de los de igual signo y el término de entrada de cero a la derecha, es decir,

$$RA \frac{dh}{dt} + (\rho g)h = 0$$

En la sección 10.4.1 se dedujo una ecuación diferencial para un tanque del cual salía y entraba agua (Figura 12.1b)). Esta ecuación tiene una función de excitación q_1 que se puede escribir como

$$RA \frac{dh}{dt} + (\rho g)h = q_1$$

En otro ejemplo, considere un termómetro que se coloca en un líquido caliente a cierta temperatura T_L . La variación en el tiempo en la lectura del termómetro T deducida en la sección 10.5.1 está dada por la siguiente ecuación diferencial

$$RC \frac{dT}{dt} + T = T_L$$

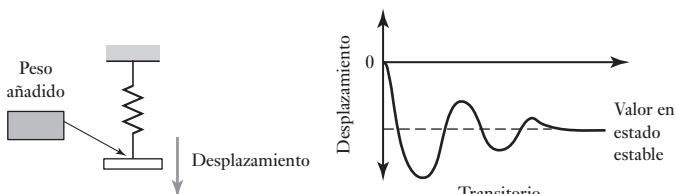
Esta ecuación diferencial tiene una entrada forzada de T_L .

12.2.2 Respuestas transitoria y permanente

La respuesta total de un sistema de control, o elemento de un sistema, se puede considerar como un sistema que consta de dos aspectos, la respuesta transitoria y la respuesta permanente. La **respuesta transitoria** es la parte de la respuesta de un sistema que se produce cuando hay un cambio en la entrada y desaparece después de un intervalo breve. La **respuesta permanente** es aquella que permanece una vez que desaparecen todas las respuestas transitorias.

Un ejemplo sencillo es el comportamiento de un resorte suspendido verticalmente (Figura 12.2) y lo que ocurre cuando de manera repentina se suspende un peso en él. La elongación del resorte aumenta de manera abrupta y puede oscilar hasta que después de cierto tiempo alcanza un valor permanente o estable. Este valor se conoce como respuesta de estado estable del sistema de resorte; la oscilación que se produce antes de alcanzar el estado estable es la respuesta transitoria.

Figura 12.2 Respuestas transitorias y de estado estable de un sistema de resorte.

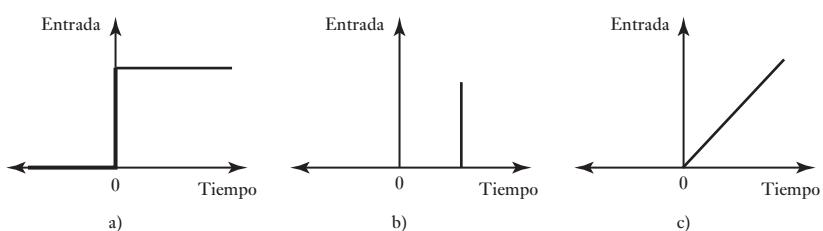


12.2.3 Formas de entradas

La entrada a un sistema de resorte, el peso, es una cantidad que varía con el tiempo. Si después de cierto tiempo no se añade peso, es decir, no hay entrada, transcurrido dicho tiempo hay una entrada que permanece constante por el resto del tiempo. A este tipo de entrada se le conoce como **entrada escalón** y tiene la forma que se muestra en la Figura 12.3a).

Las señales de entrada para los sistemas pueden tomar otras formas, es decir, impulso, rampa y senoidal. Un **impulso** es una entrada de muy poca duración (Figura 12.3b)); una **rampa** es una entrada que aumenta de manera constante (Figura 12.3c)) y se representa por la ecuación de la forma $y = kt$,

Figura 12.3 Entradas: a) tipo escalón en el tiempo 0, b) por impulso a cierto tiempo, c) tipo rampa en el tiempo 0.



donde k es una constante, y una entrada **senoidal** se representa por la ecuación $y = k \operatorname{sen} \omega t$, con ω como la frecuencia angular e igual a $2\pi f$ donde f es la frecuencia.

La entrada y la salida son funciones de tiempo. Una forma de indicar esto es escribirlos en la forma de $f(t)$, donde f es la función y (t) indica que su valor depende del tiempo t . Así, para la entrada de peso W al sistema de resorte se puede escribir $W(t)$ y para la elongación d de salida $d(t)$. En general, las entradas se representan por $y(t)$ y las salidas por $x(t)$.

12.3

Sistemas de primer orden

Considere un sistema de primer orden con $y(t)$ como la entrada al sistema y $x(t)$ como la salida y que tiene una entrada forzada $b_0 y$ y se puede describir por una ecuación diferencial de la forma

$$a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_0 y$$

donde a_1 , a_0 y b_0 son constantes.

12.3.1 Respuesta libre

La entrada $y(t)$ puede tener varias formas. Considere la primera situación cuando la entrada es cero. Puesto que no hay entrada al sistema, no hay señal que force al sistema a responder en cualquier otra forma que su respuesta libre sin entrada. La ecuación diferencial es entonces

$$a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = 0$$

Se puede resolver esta ecuación con la técnica de **separación de variables**. La ecuación se puede escribir con todas las variables x en un lado y todas las variables t en el otro:

$$\frac{dx}{x} = -\frac{a_0}{a_1} dt$$

Al integrar esto entre el valor inicial de $x = 1$ con $t = 0$, es decir, una unidad de entrada de escalón, y x en t da

$$\ln x = -\frac{a_0}{a_1} t$$

y así se tiene

$$x = e^{-a_0 t / a_1}$$

Sin embargo, se podría reconocer que la ecuación diferencial podría tener una solución de la forma $x = Ae^{st}$, donde A y s son constantes. Entonces se tiene $\frac{dx}{dt} = sAe^{st}$ y así, cuando estos valores se sustituyen en la ecuación diferencial se obtiene

$$a_1sAe^{st} + a_0Ae^{st} = 0$$

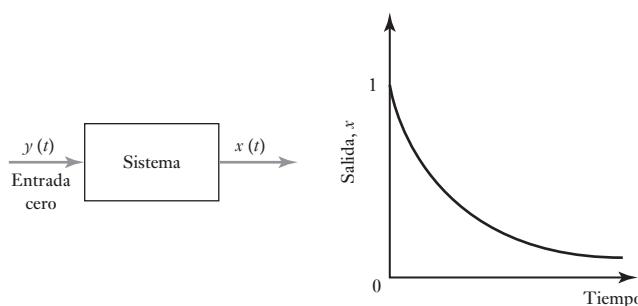
y así $a_1s + a_0 = 0$ y $s = -a_0/a_1$. La solución es entonces

$$x = Ae^{-a_0t/a_1}$$

A esto se le llama la respuesta libre puesto que no hay ninguna función forzada. Se puede determinar el valor de la constante A que da alguna condición inicial (de frontera). Así, si $x = 1$ cuando $t = 0$, entonces $A = 1$. La figura 12.4 muestra la respuesta libre, es decir, un decaimiento exponencial:

$$x = e^{-a_0t/a_1}$$

Figura 12.4 Respuesta libre de un sistema de primer orden.



12.3.2 Respuesta con una entrada forzada

Ahora considere la ecuación diferencial cuando hay una función forzada, es decir

$$a_1 \frac{dx}{dt} + a_0x = b_0y$$

Considere que la solución a esta ecuación consta de dos partes, es decir, $x = u + v$. Una de ellas representa la parte transitoria de la solución y la otra el estado estable. Cuando se sustituye dentro de la ecuación diferencial da

$$a_1 \frac{d(u + v)}{dt} + a_0(u + v) = b_0y$$

Al reordenar esto da

$$\left(a_1 \frac{du}{dt} + a_0u \right) + \left(a_1 \frac{dv}{dt} + a_0v \right) = b_0y$$

Si se hace

$$a_1 \frac{dv}{dt} + a_0v = b_0y$$

entonces se tiene

$$a_1 \frac{du}{dt} + a_0u = 0$$

es decir, dos ecuaciones diferenciales, una que contiene una función forzada y otra que es sólo la ecuación de la respuesta libre. Esta última ecuación es la ecuación libre que se resolvió antes en esta sección y así se tiene una solución de la forma

$$u = Ae^{-a_0 t/a_1}$$

La otra ecuación diferencial contiene la función forzada y . En esta ecuación diferencial el tipo de solución que se intente dependerá de la forma de la señal de entrada y . Para una entrada escalón cuando y es constante todo el tiempo y mayor que 0, es decir, $y = k$, también se puede tratar una solución $v = A$, donde A es una constante. Si la señal de entrada es de la forma $y = a + bt + ct^2 + \dots$, donde a, b y c son constantes que pueden ser cero, entonces se puede intentar una solución de la forma $v = A + Bt + Ct^2 + \dots$. Para una señal senoidal se puede intentar una solución de la forma $v = A \cos \omega t + B \sin \omega t$.

Para ilustrar lo anterior, suponga que en el instante $t = 0$ existe una entrada escalón con magnitud igual a k (Figura 12.5a)). Entonces se intenta una solución de la forma $v = A$. La diferenciación de una constante da cero; entonces, cuando esta solución se sustituye en la ecuación diferencial se obtiene $a_0 A = b_0 k$ y, así, $v = (b_0/a_0)k$.

La solución completa estará dada por $x = u + v$ y se tiene

$$y = Ae^{-a_0 t/a_1} + \frac{b_0}{a_0} k$$

Se puede determinar el valor de la constante A que da algunas condiciones iniciales (de frontera). En consecuencia, si la salida $y = 0$ cuando $t = 0$, entonces

$$0 = A + \frac{b_0}{a_0} k$$

Por lo tanto, $A = -(b_0/a_0)k$. La solución entonces se convierte en:

$$x = \frac{b_0}{a_0} k(1 - e^{-a_0 t/a_1})$$

Cuando $t \rightarrow \infty$ el término exponencial tiende a ser cero. El término exponencial contiene la parte de la respuesta que es la solución transitoria. La respuesta del estado estable es el valor de x cuando $t \rightarrow \infty$, y así es $(b_0/a_0)k$. Por lo tanto, la ecuación se puede expresar como

$$x = \text{valor en estado estable} \times (1 - e^{-a_0 t/a_1})$$

En la Figura 12.5b) se muestra la forma en la que la salida x varía con el tiempo para la entrada de escalón.

12.3.3 Ejemplos de sistemas de primer orden

Como un ejemplo más detallado de lo anterior, considere los siguientes ejemplos de los sistemas de primer orden.

Un sistema transductor eléctrico consiste en una resistencia en serie con un capacitor y cuando está sujeto a la entrada de escalón del tamaño V da una salida de una diferencia potencial a través del capacitor v que se obtiene mediante la ecuación diferencial

$$RC \frac{dv}{dt} + v = V$$

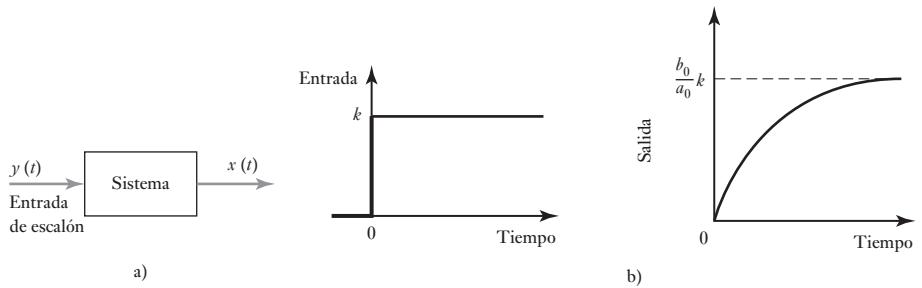


Figura 12.5 a) Entrada tipo escalón, b) salida resultante.

Al comparar la ecuación diferencial con la ecuación resuelta antes $a_1 = RC$, $a_0 = 1$ y $b_0 = 1$. Entonces la solución es de la forma

$$v = V(1 - e^{-t/RC})$$

Ahora considere un circuito eléctrico que consiste de una resistencia de $1 \text{ M}\Omega$ en serie con una capacitancia de $2 \mu\text{F}$. A un tiempo $t = 0$ los circuitos están sujetos a un voltaje de rampa de $4t$ V, es decir, el voltaje incrementa a una tasa de 4 V cada 1 s. La ecuación diferencial será de una forma similar a la dada en el ejemplo anterior pero con el voltaje de escalón V de ese ejemplo reemplazado por la rampa de voltaje de $4t$, es decir,

$$RC \frac{dv}{dt} + v = 4t$$

Así, cuando se usan los valores que se dan antes,

$$2 \frac{dv}{dt} + v = 4t$$

Al tomar $v = v_n + v_f$, por ejemplo, la suma de las respuestas libres y forzadas, para la respuesta libre se tiene

$$2 \frac{dv_n}{dt} + v_n = 0$$

y para la respuesta forzada

$$2 \frac{dv_f}{dt} + v_f = 4t$$

Para la ecuación diferencial de la respuesta libre se puede intentar una solución de la forma $v_n = Ae^{st}$. Por lo tanto, cuando se usa este valor

$$2Ase^{st} + Ae^{st} = 0$$

De esta manera, $s = -\frac{1}{2}$ y, así, $v_n = Ae^{-t/2}$. Para la ecuación diferencial de respuesta forzada, dado que el segundo miembro de la ecuación es $4t$, la solución puede ser de la forma $v_f = A + Bt$. Al usar este valor se obtiene $2B + A + Bt = 4t$. Se debe tener $B = 4$ y $A = -2B = -8$. Por lo tanto, la solución es $v_f = -8 + 4t$. Así, la solución completa es

$$v = v_n + v_f = Ae^{-t/2} - 8 + 4t$$

Dado que $v = 0$ cuando $t = 0$, es necesario que $A = 8$. Así,

$$v = 8e^{-t/2} - 8 + 4t$$

Como un ejemplo más amplio, considere un motor en que la relación entre la velocidad angular de salida ω y el voltaje de entrada v para el motor está dada por

$$\frac{IR}{k_1 k_2} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{1}{k_1} v$$

Al comparar la ecuación diferencial con la ecuación resuelta antes, se tiene $a_1 = IR/k_1 k_2$, $a_0 = 1$ y $b_0 = 1/k_1$. El valor en estado estable para una entrada de tipo escalón de tamaño de 1 V es entonces $(b_0/a_0) = 1/k_1$.

12.3.4 La constante de tiempo

Para un sistema de primer orden sometido a una entrada de tipo escalón de magnitud k se obtiene una salida y que varía con el tiempo t de acuerdo con

$$x = \frac{b_0}{a_0} k(1 - e^{-a_0 t / a_1})$$

o bien

$$x = \text{valor en estado estable} \times (1 - e^{-a_0 t / a_1})$$

Para el tiempo $t = (a_1/a_0)$, el término exponencial tiene el valor $e^{-1} = 0.37$ y

$$x = \text{valor en estado estable} \times (1 - 0.37)$$

En este tiempo el valor de la salida aumentó a 0.63 de su valor en estado estable. Este tiempo se llama **constante de tiempo** τ :

$$\tau = \frac{a_1}{a_0}$$

En un tiempo de $2(a_1/a_0) = 2\tau$, el término exponencial se convierte en $e^{-2} = 0.14$ y, de esta manera,

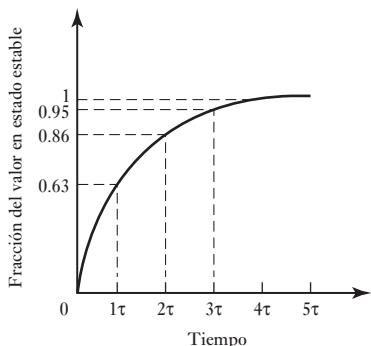
$$x = \text{valor en estado estable} \times (1 - 0.14)$$

En este instante la salida aumentó a 0.86 de su valor en estado estable. De forma parecida se calculan los valores de la salida después de 3τ , 4τ , 5τ , etcétera. La Tabla 12.1 muestra los resultados de estos cálculos y la Figura 12.6, la gráfica de cómo varía la salida con el tiempo para una entrada tipo escalón unitario.

Tabla 12.1 Respuesta de un sistema de primer orden a una entrada tipo escalón.

Tiempo τ	Fracción de la salida de estado estable
0τ	0
1τ	0.63
2τ	0.86
3τ	0.95
4τ	0.98
5τ	0.99
∞	1

Figura 12.6 Respuesta de un sistema de primer orden para una entrada tipo escalón.



En términos de la constante de tiempo τ , la ecuación que describe la respuesta de un sistema de primer orden se puede expresar como:

$$x = \text{valor en estado estable} \times (1 - e^{-t/\tau})$$

La constante de tiempo τ es (a_1/a_0) así, la forma general de la ecuación diferencial de primer orden

$$a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_0 y$$

se puede escribir como

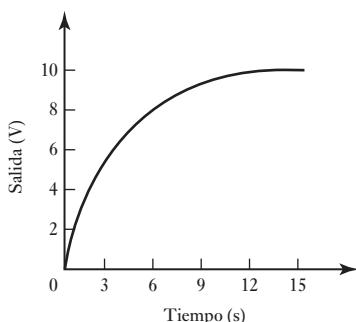
$$\tau \frac{dx}{dt} + x = \frac{b_0}{a_0} y$$

Pero b_0/a_0 es el factor por el que se multiplica la entrada y para obtener el valor en estado estable. Es correcto llamar a este factor **ganancia en estado estable**, dado que es el factor que indica cuántas veces es mayor la salida que la entrada en condiciones de estado estable. Si esta ganancia se representa por G_{SS} , la ecuación diferencial se puede expresar en la forma:

$$\tau \frac{dx}{dt} + x = G_{SS} y$$

Para ilustrar lo anterior considere la Figura 12.7 que muestra cómo varía en el tiempo la salida v_o de un sistema de primer orden cuando se somete a una entrada tipo escalón de 5V. La constante de tiempo es el tiempo que debe transcurrir para que la salida de un sistema de primer orden cambie de 0 a

Figura 12.7 Ejemplo.



0.63 de su valor final en estado estable. En este caso, el tiempo es de casi 3 s. Para verificar este valor, y que el sistema es de primer orden, se determina el valor para 2, es decir, 6 s. Con un sistema de primer orden el valor debe ser 0.86 del valor en estado estable, que es el caso. La salida en estado estable es 10 V. Por lo tanto, la ganancia en estado G_{SS} es (salida/entrada en estado estable) = $10/5 = 2$. La ecuación diferencial de un sistema de primer orden se puede escribir como:

$$\tau \frac{dx}{dt} + x = G_{SS}y$$

Por lo tanto, para este sistema se tiene:

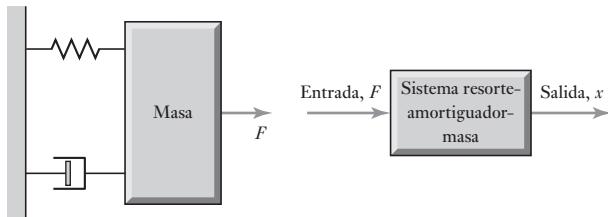
$$3 \frac{dv_o}{dt} + v_o = 2v_i$$

12.4

Sistemas de segundo orden

Muchos sistemas de segundo orden se pueden considerar, en esencia, como un resorte estirado por una masa y provisto de un medio de amortiguamiento. La Figura 12.8 muestra el sistema básico.

Figura 12.8 Sistema resorte-amortiguador-masa.



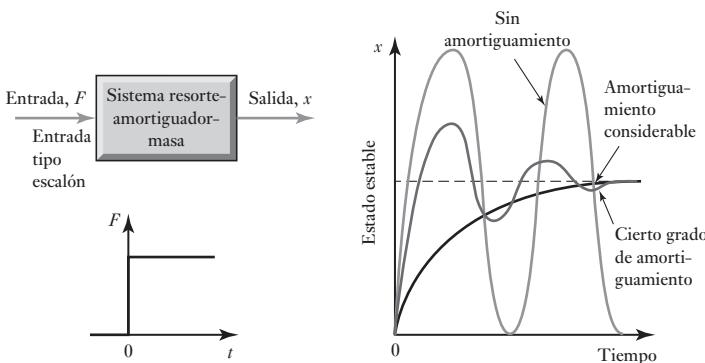
Dicho sistema se analizó en la sección 10.2.2. La ecuación describe la relación entre la entrada forzada F y la salida del desplazamiento x

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = F$$

donde m es la masa, c la constante de amortiguamiento y k es la constante del resorte.

La manera como el desplazamiento x obtenido varía con el tiempo dependerá de la cantidad de amortiguamiento presente en el sistema. De esta manera, si la fuerza aplicada fue una entrada de tipo escalón y no hay amortiguamiento, la masa puede oscilar en forma libre en el resorte y las oscilaciones continuarán de manera indefinida. Si no hay amortiguamiento, entonces $c = 0$, por lo que el término dx/dt es cero. Sin embargo, cuando hay amortiguamiento las oscilaciones tienden a desaparecer hasta que se obtiene un desplazamiento estable de la masa. Si el amortiguamiento es suficiente, no se producen oscilaciones y el desplazamiento de la masa aumenta poco a poco con el tiempo y la masa se mueve de manera gradual en torno a su posición de desplazamiento en estado estable. La Figura 12.9 muestra la forma general en que los desplazamientos, para una entrada tipo escalón, varían con el tiempo con varios grados de amortiguamiento.

Figura 12.9 Efecto del amortiguamiento con un sistema de segundo orden.



12.4.1 Respuesta libre

Considere una masa en el extremo de un resorte. En ausencia de cualquier amortiguamiento y permitiendo que oscile libre sin forzamiento, la salida del sistema del segundo orden es una oscilación continua (movimiento armónico simple). Por lo tanto, suponga que se describe esta oscilación mediante la ecuación

$$x = A \operatorname{sen} \omega_n t$$

donde x es el desplazamiento a un tiempo t , A la amplitud de la oscilación y ω_n la frecuencia angular de las oscilaciones libres no amortiguadas. Al diferenciar se obtiene:

$$\frac{dx}{dt} = \omega_n A \cos \omega_n t$$

Al diferenciar por segunda vez da

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -\omega_n^2 A \operatorname{sen} \omega_n t = -\omega_n^2 x$$

Esto se puede reorganizar para dar la ecuación diferencial

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \omega_n^2 x = 0$$

Sin embargo, para una masa m en un resorte con rigidez k , se produce una fuerza de restauración kx y, por lo tanto,

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = -kx$$

Esto se puede escribir como

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \frac{k}{m} x = 0$$

Por lo tanto, al comparar dos ecuaciones diferenciales, se debe tener

$$\omega_n^2 = \frac{k}{m}$$

y $x = A \operatorname{sen} \omega_n t$ es la solución para la ecuación diferencial.

Ahora considere que hay amortiguamiento. El movimiento de la masa es entonces descrito como

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = 0$$

Para resolver esta ecuación la solución puede ser de la forma $x_n = Ae^{st}$. De esta forma se obtiene $dx_n/dt = Ase^{st}$ y $d^2x_n/dt^2 = As^2e^{st}$. Por lo tanto, al sustituir estos valores en la ecuación diferencial da

$$mAs^2e^{st} + cAse^{st} + kAe^{st} = 0$$

$$ms^2 + cs + k = 0$$

Así, $x_n = Ae^{st}$ sólo puede haber una solución que se da en la ecuación anterior igual a cero. A esta ecuación se le conoce como **ecuación auxiliar**. Las raíces de la ecuación se pueden obtener al factorizar o utilizar la fórmula para las raíces de una ecuación cuadrática. Así,

$$\begin{aligned}s &= \frac{-c \pm \sqrt{c^2 - 4mk}}{2m} = -\frac{c}{2m} \pm \sqrt{\left(\frac{c}{2m}\right)^2 - \frac{k}{m}} \\ &= -\frac{c}{2m} \pm \sqrt{\frac{k}{m} \left(\frac{c^2}{4mk}\right) - \frac{k}{m}}\end{aligned}$$

Pero $\omega_n^2 = k/m$ y, así, si $\zeta^2 = c^2/4mk$, la ecuación anterior se convierte en

$$s = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}$$

ζ se conoce como **factor de amortiguamiento relativo**.

El valor de s que se obtiene de la ecuación anterior depende mucho del valor del término de la raíz cuadrada. Así, cuando ζ^2 es mayor que 1, en el término de la raíz cuadrada hay un número positivo; cuando ζ^2 es menor que 1 se obtiene la raíz cuadrada de un número negativo. El factor de amortiguamiento relativo determina si el término de la raíz cuadrada es un número positivo o negativo y, de esta manera, la forma de la salida del sistema:

1. Sobreamortiguado

Con $\zeta > 1$ existen dos raíces reales y diferentes s_1 y s_2 :

$$\begin{aligned}s_1 &= -\zeta\omega_n + \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \\ s_2 &= -\zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}\end{aligned}$$

y, por lo tanto, la solución general de x_n es

$$x_n = Ae^{s_1 t} + Be^{s_2 t}$$

Para dicha solución se dice que el sistema está **sobreamortiguado**.

2. Críticamente amortiguado

Cuando $\zeta = 1$ hay dos raíces iguales $s_1 = s_2 = -\omega_n$. Para esta condición, conocida como **críticamente amortiguado**,

$$x_n = (At + B)e^{-\omega_n t}$$

Puede parecer que la solución a este caso sería $x_n = Ae^{st}$, pero se requieren dos constantes y así la solución es de esta forma.

3 Subamortiguado

Con $\zeta < 1$ hay dos raíces complejas ya que en ambas está presente la raíz cuadrada de (-1) :

$$s = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{-1}\sqrt{1 - \zeta^2}$$

si se sustituye $\sqrt{-1}$ por j ,

$$s = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2}$$

Si se hace

$$\omega = \omega_n\sqrt{1 - \zeta^2}$$

entonces se puede escribir $s = -\zeta\omega_d \pm j\omega$ de manera que las dos raíces son

$$s_1 = -\zeta\omega_d + j\omega \quad s_2 = -\zeta\omega_d - j\omega$$

El término ω es la frecuencia angular del movimiento cuando está en la condición de amortiguamiento especificada por ζ . Por lo tanto, la solución bajo estas condiciones es

$$x_n = Ae^{(-\zeta\omega_n+j\omega)t} + Be^{(-\zeta\omega_n-j\omega)t} = e^{-\zeta\omega_n t}(Ae^{j\omega t} + Be^{-j\omega t})$$

Pero $e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \operatorname{sen} \omega t$ y $e^{-j\omega t} = \cos \omega t - j \operatorname{sen} \omega t$. Por lo

$$\begin{aligned} \text{tanto, } x_n &= e^{-\zeta\omega_n t}(A \cos \omega t + jA \operatorname{sen} \omega t + B \cos \omega t - jB \operatorname{sen} \omega t) \\ &= e^{-\zeta\omega_n t}[(A + B) \cos \omega t + j(A - B) \operatorname{sen} \omega t] \end{aligned}$$

Si se sustituyen las constantes P y Q por $(A + B)$ y $j(A - B)$, entonces

$$x_n = e^{-\zeta\omega_n t}(P \cos \omega t + Q \operatorname{sen} \omega t)$$

Para estas condiciones se dice que el sistema está **subamortiguado**.

12.4.2 Respuesta con una entrada forzada

Cuando se tiene una entrada forzada F la ecuación diferencial se convierte en

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = F$$

Se puede resolver esta ecuación diferencial de segundo orden con el mismo método que se usó antes para la ecuación diferencial de primer orden y considerar la solución constituida por dos elementos, una respuesta transitoria (libre) y una respuesta forzada, es decir, $x = x_n + x_f$. Cuando se sustituye por x en la ecuación anterior da

$$m \frac{d^2(x_n + x_f)}{dt^2} + c \frac{d(x_n + x_f)}{dt} + k(x_n + x_f) = F$$

Si se hace

$$m \frac{d^2x_n}{dt^2} + c \frac{dx_n}{dt} + kx_n = 0$$

entonces se debe tener

$$m \frac{d^2x_f}{dt^2} + c \frac{dx_f}{dt} + kx_f = F$$

La sección previa da las soluciones para la parte natural de la solución. Para resolver la ecuación forzada,

$$m \frac{d^2x_f}{dt^2} + c \frac{dx_f}{dt} + kx_f = F$$

se necesita considerar una forma particular de señal de entrada y luego intentar una solución. Así, para la entrada tipo escalón de magnitud F en el instante $t = 0$ se puede intentar la solución $x_f = A$, donde A es una constante (vea la sección 12.3.2 en las ecuaciones diferenciales de primer orden para un análisis de la elección de soluciones). Entonces $dx_f/dt = 0$ y $d^2x_f/dr^2 = 0$. Cuando éstas se sustituyen en la ecuación diferencial $0 + 0 + kA = F$ y, así, $A = F/k$ y $x_f = F/k$. La solución completa, que es la suma de las soluciones libre y forzada, para el sistema sobreamortiguado es

$$x = Ae^{s_1 t} + Be^{s_2 t} + \frac{F}{k}$$

para el sistema críticamente amortiguado

$$x = (At + B)e^{-\omega_n t} + \frac{F}{k}$$

y para el sistema subamortiguado

$$x = e^{-\zeta\omega_n t}(P \cos \omega t + Q \sin \omega t) + \frac{F}{k}$$

Cuando $t \rightarrow \infty$ las tres ecuaciones anteriores llevan a la solución $x = F/k$, que es la **condición de estado estable**.

Así, una ecuación diferencial de segundo orden en la forma

$$a_2 \frac{d^2x}{dt^2} + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_0 y$$

tiene una frecuencia libre que se da por

$$\omega_n^2 = \frac{a_0}{a_2}$$

y un factor de amortiguamiento que se da por

$$\zeta^2 = \frac{a_1^2}{4a_2 a_0}$$

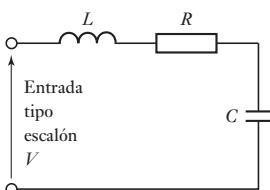


Figura 12.10 Sistema RLC.

12.4.3 Ejemplos de sistemas de segundo orden

Los siguientes ejemplos ilustran los puntos anteriores.

Considere un circuito en serie RLC (Figura 12.10) donde $R = 100 \Omega$, $L = 2.0 \text{ H}$ y $C = 20 \mu\text{F}$. Cuando hay una entrada tipo escalón V , la corriente i del circuito está dada por (vea el texto asociado con la Figura 10.8)

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = \frac{V}{LC}$$

Si se compara la ecuación con la ecuación diferencial de segundo orden

$$a_2 \frac{d^2x}{dt^2} + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_0 y$$

entonces la frecuencia angular libre está dada por

$$\omega_n^2 = \frac{1}{LC} = \frac{1}{2.0 \times 20 \times 10^{-6}}$$

y, así, $\omega_n = 158$ Hz. En comparación con la ecuación general de segundo orden también se obtiene

$$\zeta^2 = \frac{(R/L)^2}{4 \times (1/LC)} = \frac{R^2 C}{4L} = \frac{100^2 \times 20 \times 10^{-6}}{4 \times 2.0}$$

Así $\zeta = 0.16$. Ya que ζ es menor que 1, el sistema está subamortiguado. La frecuencia de oscilación amortiguada ω es

$$\omega = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} = 158 \sqrt{1 - 0.16^2} = 156 \text{ Hz}$$

Debido a que el sistema está subamortiguado, la solución será de la misma forma que

$$x = e^{-\zeta\omega_n t} (P \cos \omega t + Q \sin \omega t) + \frac{F}{k}$$

y, por lo tanto,

$$i = e^{-0.16 \times 158 t} (P \cos 156t + Q \sin 156t) + V$$

Ya que $i = 0$ cuando $t = 0$, entonces $0 = 1(P + 0) + V$. De esta manera, $P = -V$. Como $di/dt = 0$ cuando $t = 0$, entonces la diferenciación de la ecuación anterior e igualándola a cero da

$$\frac{di}{dt} = e^{-\zeta\omega_n t} (\omega P \sin \omega t - \omega Q \cos \omega t) - \zeta\omega_n e^{-\zeta\omega_n t} (P \cos \omega t + Q \sin \omega t)$$

Así, $0 = 1(0 - \omega Q) - \zeta\omega_n(P + 0)$ y, por lo tanto,

$$Q = \frac{\zeta\omega_n P}{\omega} = -\frac{\zeta\omega_n V}{\omega} = -\frac{0.16 \times 158 V}{156} \approx -0.16 V$$

De esta manera, la solución de la ecuación diferencial es

$$i = V - V e^{-25.3t} (\cos 156t + 0.16 \sin 156t)$$

Ahora considere el sistema que se muestra en la Figura 12.11. La entrada, un par T , se aplica a un disco con un momento de inercia I sobre los ejes del eje. El eje es libre de girar en el extremo del disco pero está fijo a su extremo lejano. La rotación del eje se opone a la rigidez de torsión del eje, un par de magnitud $k\theta_o$ que ocurre para una rotación de entrada θ_o , donde k es una constante. Las fuerzas de fricción amortiguan el giro del eje y representan un par que se opone con magnitud $c d\theta_o/dt$, donde c es una constante. Suponga que se necesita determinar la condición de este sistema para que sea críticamente amortiguado.

Primero se necesita obtener la ecuación diferencial del sistema. El par neto es igual a

$$\text{par neto} = T - c \frac{d\theta_o}{dt} - k\theta_o$$

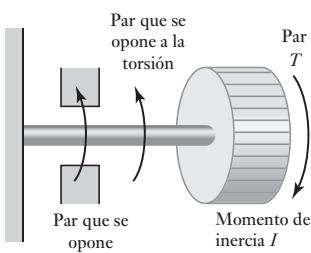


Figura 12.11 Sistema torsional.

El par neto es $I d^2\theta_o/dt^2$ y, por lo tanto,

$$I \frac{d^2\theta_o}{dt^2} = T - c \frac{d\theta_o}{dt} - k\theta_o$$

$$I \frac{d^2\theta_o}{dt^2} + c \frac{d\theta_o}{dt} + k\theta_o = T$$

La condición para el amortiguamiento crítico se presenta cuando el factor de amortiguamiento relativo ζ es igual a 1. Al comparar la ecuación diferencial anterior con la forma general de una ecuación diferencial de segundo orden, se tiene

$$\zeta^2 = \frac{a_1^2}{4a_2a_0} = \frac{c^2}{4Ik}$$

Por lo tanto, para un amortiguamiento crítico se debe tener $c = \sqrt{(Ik)}$.

12.5

Medidas de desempeño de los sistemas de segundo orden

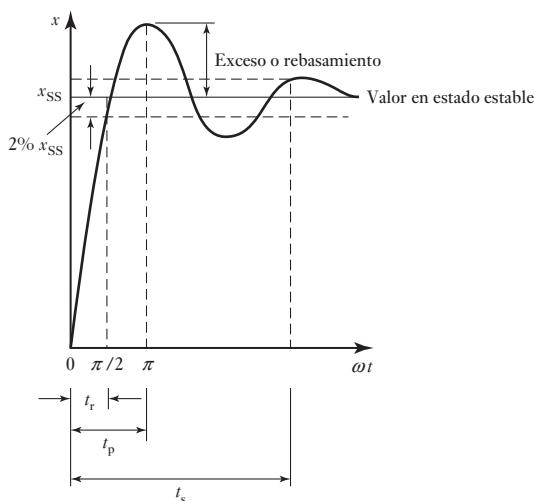
La Figura 12.12 muestra la forma característica de la respuesta de un sistema de segundo orden subamortiguado para una entrada tipo escalón. Para especificar este comportamiento se utilizan ciertos términos.

El **tiempo de levantamiento** t_r es el tiempo que tarda la respuesta x para aumentar su valor de 0 al de estado estable x_{SS} y es una medida de cuán rápido el sistema responde a la entrada. Es el tiempo necesario para que la respuesta oscilante complete un cuarto de ciclo, es decir, $\frac{1}{2}\pi$. Por lo tanto,

$$\omega t_r = \frac{1}{2}\pi$$

En ocasiones este tiempo de levantamiento se define como el tiempo que la respuesta tarda en aumentar su valor desde un porcentaje especificado del valor en estado estable, por ejemplo, 10%, hasta otro porcentaje dado, por ejemplo, 90%.

Figura 12.12 Respuesta de un sistema subamortiguado a una entrada tipo escalón.



El **tiempo de sobrepaso o pico** t_p es el tiempo que tarda la respuesta en aumentar de 0 al primer valor pico. Es el tiempo necesario para que la respuesta oscilante complete medio ciclo, es decir, π . Por lo tanto,

$$\omega t_p = \pi$$

El **sobrepaso** es la cantidad máxima que la respuesta sobrepasa al valor de estado estable. Es decir, es la amplitud del primer pico. El sobrepaso en general se expresa como un porcentaje del valor de estado estable. Para las oscilaciones subamortiguadas de un sistema se tiene

$$x = e^{-\zeta\omega_n t} (P \cos \omega t + Q \sin \omega t) + \text{valor de estado estable}$$

Dado $x=0$ cuando $t=0$, entonces $0=1(P+0)+x_{SS}$ y, por lo tanto, $P=-x_{SS}$. El sobrepaso se produce cuando $\omega t = \pi$ y, entonces

$$x = e^{-\zeta\omega_n\pi/\omega} (P + 0) + x_{SS}$$

El sobrepaso es la diferencia entre la salida en ese tiempo y el valor de estado estable. Entonces

$$\text{sobrepaso} = x_{SS} e^{-\zeta\omega_n\pi/\omega}$$

Como $\omega = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$, entonces se puede escribir

$$\text{sobrepaso} = x_{SS} \exp\left(\frac{-\zeta\omega_n\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}}\right) = x_{SS} \exp\left(\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right)$$

Expresado como porcentaje de x_{SS} ,

$$\text{porcentaje de sobrepaso} = \exp\left(\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right) \times 100\%$$

La Tabla 12.2 proporciona los valores del porcentaje de sobrepaso para diversos valores de amortiguamiento.

Tabla 12.2 Porcentaje de sobrepaso pico.

Factor de amortiguamiento relativo	Porcentaje de sobrepaso
0.2	52.7
0.4	25.4
0.6	9.5
0.8	1.5

La **razón de decaimiento o decremento** es una indicación de la rapidez de la disminución en la amplitud de las oscilaciones. Es igual a la amplitud del segundo sobrepaso dividido entre la del primer sobrepaso. El primero se produce cuando $\omega t = \pi$, y el segundo, cuando $\omega t = 3\pi$. Por lo tanto,

$$\text{primer sobrepaso} = x_{SS} \exp\left(\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right)$$

$$\text{segundo sobrepaso} = x_{SS} \exp\left(\frac{-3\zeta\pi}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right)$$

y, por lo tanto,

$$\text{razón de decaimiento} = \frac{\text{segundo sobrepaño}}{\text{primer sobrepaño}} = \exp\left(\frac{-2\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)$$

El tiempo de asentamiento t_s es una medida del tiempo que las oscilaciones tardan en desaparecer. Es el tiempo que tarda la respuesta en llegar a un valor dado y permanecer dentro de un porcentaje especificado, por ejemplo, 2% del valor de estado estable (vea la Figura 12.12). Esto significa que la amplitud de la oscilación debe ser menor a 2% de x_{SS} . Se tiene entonces que

$$x = e^{-\zeta\omega_n t} (P \cos \omega t + Q \sin \omega t) + \text{valor de estado estable}$$

y, como antes se obtuvo, $P = -x_{SS}$. La amplitud de la oscilación es $(x - x_{SS})$ donde x es el valor máximo. Los valores máximos se producen cuando ωt es un múltiplo de π y, por lo tanto, $\cos \omega t = 1$ y $\sin \omega t = 0$. Para 2% de tiempo de asentamiento, el tiempo de asentamiento t_s se produce cuando la amplitud máxima es 2% de x_{SS} , es decir, $0.02x_{SS}$. Entonces

$$0.02x_{SS} = e^{-\zeta\omega_n t_s} (x_{SS} \times 1 + 0)$$

Al tomar logaritmos se obtiene $\ln 0.02 = -\zeta\omega_n t_s$ y como $\ln 0.02 = -3.9$, o aproximadamente -4 , se tiene

$$t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n}$$

Éste es el valor del tiempo de asentamiento si el porcentaje especificado es 2%. Si el porcentaje es 5%, la ecuación se convierte en

$$t_s = \frac{3}{\zeta\omega_n}$$

Como el tiempo necesario para completar un ciclo, es decir, el tiempo del periodo es $1/f$, donde f es la frecuencia, y dado $\omega = 2\pi f$, entonces el tiempo para completar un ciclo es $2\pi/\omega$. Durante el tiempo de asentamiento t_s el número de oscilaciones producidas es

$$\text{número de oscilaciones} = \frac{\text{tiempo de establecimiento}}{\text{tiempo del periodo}}$$

y, por lo tanto, para un tiempo de asentamiento definido por 2% del valor de estado estable

$$\text{número de oscilaciones} = \frac{4/\zeta\omega_n}{2\pi/\omega}$$

Como $\omega = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$, entonces

$$\text{número de oscilaciones} = \frac{2\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}}{\pi\zeta\omega_n} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{1}{\zeta^2} - 1}$$

Para ilustrar lo anterior, considere un sistema de segundo orden cuya frecuencia libre es 2.0 Hz y tiene una frecuencia amortiguada de 1.8 Hz. Dado que $\omega = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$, el factor de amortiguamiento es

$$1.8 = 2.0 \sqrt{1 - \zeta^2}$$

y $\zeta = 0.44$. Puesto que $\omega t_r = \frac{1}{2}\pi$, entonces 100% del tiempo de levantamiento es igual a

$$t_r = \frac{\pi}{2 \times 1.8} = 0.87 \text{ s}$$

El porcentaje del sobrepasso está dado por

$$\begin{aligned}\text{porcentaje del sobrepasso} &= \exp\left(\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right) \times 100\% \\ &= \exp\left(\frac{-0.44\pi}{\sqrt{1-0.44^2}}\right) \times 100\%\end{aligned}$$

El porcentaje de sobrepasso es entonces 21%. El 2% del tiempo de asentamiento está dado por

$$t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} = \frac{4}{0.44 \times 2.0} = 4.5 \text{ s}$$

El número de oscilaciones que ocurren dentro de 2% del tiempo de asentamiento está dado por:

$$\text{número de oscilaciones} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{1}{\zeta^2} - 1} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{1}{0.44^2} - 1} = 1.3$$

12.6

Identificación de sistemas

En los Capítulos 10 y 11 se diseñaron modelos para sistemas considerándolos como formados por elementos sencillos. Una forma alternativa para desarrollar un modelo para un sistema real es hacer pruebas para determinar la respuesta debida a una entrada, por ejemplo, una entrada escalón, y luego encontrar un modelo que se ajuste a la respuesta. Este proceso para determinar el modelo matemático se conoce como **identificación de sistemas**. De esta manera, si se obtiene una respuesta a una entrada escalón de la forma mostrada en la Figura 12.5, entonces se podría suponer que es un sistema de primer orden y determinar la constante de tiempo a partir de la curva de respuesta. Por ejemplo, suponga que a la respuesta toma 1.5 s para alcanzar 0.63 de la altura final y que la altura final es 5 veces la magnitud de la entrada escalón. En la Tabla 12.1 se indica una constante de tiempo de 1.5 s y por lo que la ecuación diferencial que describe el modelo es

$$1.5 \frac{dx}{dt} + x = 5y$$

Un sistema de segundo orden subamortiguado dará una respuesta de la forma mostrada en la Figura 12.12. El factor de amortiguamiento relativo se puede determinar a partir de las mediciones del primero y segundo sobrepassos, donde el cociente de estos sobrepassos, es decir, el factor de decaimiento, proporciona el factor de amortiguamiento relativo. La frecuencia libre se puede determinar a partir del tiempo entre sobrepassos sucesivos. Después se pueden usar estos valores para determinar las constantes en la ecuación diferencial de segundo orden.

Resumen

La **respuesta libre** de un sistema es cuando no hay entrada al sistema que fuerce a la variable a cambiar sino que sólo cambia de forma natural. La **respuesta forzada** de un sistema es cuando hay una entrada al sistema forzándolo a cambiar.

Un sistema de primer orden sin entrada forzada tiene una ecuación diferencial de la forma

$$a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = 0$$

y ésta tiene la solución $x = e^{-a_0 t/a_1}$

Donde hay una **función forzada** la ecuación diferencial tiene la forma de

$$a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_0 y$$

y la solución es $x = \text{valor de estado estable} \times (1 - e^{-a_0 t / a_1})$

El **tiempo constante** τ es el tiempo que tarda la salida en aumentar a 0.63 de su valor de estado estable y es (a_1/a_0) .

Un sistema de segundo orden con salida no forzada tiene una ecuación diferencial de la forma

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = 0$$

La frecuencia natural está dada por $\omega_n^2 = k/m$ y la constante de amortiguamiento por $\zeta^2 = c^2/4mk$. El sistema es **sobreamortiguado** cuando se tiene $\zeta > 1$ y la solución general para x_n es

$$x_n = Ae^{s_1 t} + Be^{s_2 t} \text{ con } s = -\zeta\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}$$

Cuando $\zeta = 1$ el sistema es **críticamente amortiguado** y

$$x_n = (At + B)e^{-\omega_n t}$$

y con $\zeta < 1$ el sistema es **subamortiguado** y

$$x_n = e^{-\zeta\omega_n t} (P \cos \omega t + Q \sin \omega t)$$

Cuando se tiene una entrada forzada F la ecuación diferencial de segundo orden se convierte en

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = F$$

y para el sistema sobreamortiguado

$$x = Ae^{s_1 t} + Be^{s_2 t} + \frac{F}{k}$$

para el sistema críticamente amortiguado

$$x = (At + B)e^{-\omega_n t} + \frac{F}{k}$$

y para el sistema subamortiguado

$$x = e^{-\zeta\omega_n t} (P \cos \omega t + Q \sin \omega t) + \frac{F}{k}$$

El **tiempo de elevación** t_r es el tiempo que lleva a la respuesta x elevarse de 0 al estado de valor estable x_{SS} y es una medida de qué tan rápido un sistema responde a la entrada y está dada por $\omega t_r = \frac{1}{2}\pi$. El **tiempo pico** t_p es el tiempo que tarda la respuesta elevarse de 0 al primer valor del pico y está dada por $\omega t_p = \pi$. El **sobrepasso** es la cantidad máxima mediante la cual la respuesta sobrepasa el valor de estado estable y es

$$\text{sobrepasso} = x_{SS} \exp \left(\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \right)$$

La razón de decaimiento o decremento es la amplitud del segundo sobrepasso dividido entre el primer sobrepasso y es

$$\text{razón de decaimiento} = \exp\left(\frac{-2\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)$$

El **tiempo de asentamiento** t_s es el tiempo que tarda la respuesta para caer y permanecer dentro de algún porcentaje especificado, por ejemplo, 2%, del valor de estado estable, el cual se da por

$$t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n}$$

Problemas

- 12.1 La constante de tiempo de un sistema de primer orden es 4 s y el valor de la función de transferencia en estado estable es 6. ¿Qué forma tiene la ecuación diferencial del sistema?
- 12.2 La constante de tiempo de un termómetro de mercurio en tubo de vidrio es 10 s. Si en forma súbita se lleva de una temperatura de 20° C y se le sumerge en agua caliente a 80° C, ¿cuál será la temperatura que indique el termómetro después de a) 10 s, b) 20 s?
- 12.3 Un circuito consta de un resistor R en serie con un inductor L . Cuando en el tiempo $t = 0$ se le aplica un voltaje V de entrada tipo escalón, la ecuación diferencial del sistema es:

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L}i = \frac{V}{L}$$

Encuentre a) la solución de esta ecuación diferencial, b) la constante de tiempo, c) la corriente en estado estable i .

- 12.4 Describa cómo la salida de un sistema de segundo orden varía con el tiempo después de aplicarle una entrada tipo escalón; con un factor de amortiguamiento relativo de: a) 0, b) 0.5, c) 1.0 y d) 1.5.
- 12.5 Un circuito RLC tiene una corriente i que varía con el tiempo t cuando se somete a una entrada tipo escalón de magnitud V y está descrita por:

$$\frac{d^2i}{dt^2} + 10 \frac{di}{dt} + 16i = 16V$$

Determine a) la frecuencia no amortiguada, b) el factor de amortiguamiento relativo, c) la solución de la ecuación si $i = 0$ cuando $t = 0$ y $di/dt = 0$ cuando $t = 0$.

- 12.6 Un sistema tiene una salida x que varía con el tiempo t cuando se somete a una entrada tipo escalón y que está descrita por:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 10 \frac{dx}{dt} + 25x = 50y$$

Determine a) la frecuencia sin amortiguamiento, b) el factor de amortiguamiento relativo, c) la solución de la ecuación si $x = 0$ cuando $t = 0$ y $dx/dt = -2$ cuando $t = 0$ y hay una entrada tipo escalón de magnitud igual a 3 unidades.

- 12.7 Un acelerómetro (instrumento para medir la aceleración) tiene una frecuencia no amortiguada de 100 Hz y un factor de amortiguamiento relativo de 0.6. ¿Cuál será a) el sobrepaso máximo en porcentaje y b) el tiempo de elevación cuando se produce un cambio súbito en la aceleración?
- 12.8 Encuentre a) la frecuencia angular no amortiguada, b) el factor de amortiguamiento relativo, c) la frecuencia angular amortiguada, d) el tiempo de levantamiento, e) el sobrepaso máximo en porcentaje y f) el tiempo de asentamiento de 0.2% para un sistema que produce la siguiente ecuación diferencial cuando la entrada y es un escalón.

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 5 \frac{dx}{dt} + 16x = 16y$$

- 12.9 Cuando en forma súbita se aplica un voltaje de 10 V a un voltímetro con bobina móvil se observa que la aguja del instrumento alcanza una lectura de 11 V antes de disminuir y asentarse en una lectura de 10 V. Determine a) el factor de amortiguamiento relativo y b) el número de oscilaciones de la aguja antes de que esté dentro de 0.2% de su valor de estado estable.
- 12.10 Un sistema de segundo orden está descrito mediante la ecuación diferencial:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + 4x = F$$

¿Cuál es el valor de la constante de amortiguamiento c que se necesitará si el sobrepaso debe ser menor que 9.5%?

- 12.11 Al observar las oscilaciones producidas por un sistema amortiguado al responder a una entrada se ve que el desplazamiento máximo durante el segundo ciclo es 75% del desplazamiento en el primer ciclo. ¿Cuál es el factor de amortiguamiento del sistema?
- 12.12 Se tiene un sistema de segundo orden que tiene un tiempo entre el primer y segundo sobrepasos de 1.6 s. ¿Cuál es la frecuencia libre del sistema?



Capítulo trece

Funciones de transferencia de sistemas

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Definir la función de transferencia y determinarla a partir de ecuaciones diferenciales para los sistemas de primer y segundo orden.
- Determinar las funciones de transferencia para sistemas con lazos de retroalimentación.
- Determinar, mediante el uso de las transformadas de Laplace, las respuestas de los sistemas de primer y segundo orden para entradas sencillas.
- Determinar el efecto de la ubicación de los polos en las respuestas de sistemas.

13.1

La función de transferencia

En relación con los sistemas de amplificadores es común hablar de la **ganancia** del amplificador. La ganancia indica qué tan grande es la señal de salida respecto de la señal de entrada; permite determinar la salida para entradas específicas. Por ejemplo, si a un amplificador con ganancia en voltaje de 10 se le suministra un voltaje de entrada de 2 mV, la salida será 20 mV; si la entrada es 1 V, la salida será 10 V. La ganancia establece la relación matemática entre la salida y la entrada de un bloque. Se puede indicar cuando una señal está en el dominio del tiempo, es decir, es una función del tiempo, al escribir la como $f(t)$. Así, para una entrada de $y(t)$ y una salida de $x(t)$, (Figura 13.1a)),

$$\text{Ganancia} = \frac{\text{salida}}{\text{entrada}} = \frac{x(t)}{y(t)}$$

Sin embargo, para muchos sistemas la relación entre la salida y la entrada adopta la forma de una ecuación diferencial, por lo que no es posible expresar la función sólo como un número y decir, por ejemplo, que tiene una ganancia de 10. No es posible dividir la salida entre la entrada, porque la relación es una ecuación diferencial y no una algebraica. Sin embargo, la ecuación diferencial se puede transformar en una ecuación algebraica utilizando lo que se conoce como **transformada de Laplace**. Las ecuaciones diferenciales describen el comportamiento de los sistemas en función del tiempo y la transformada de Laplace las convierte en ecuaciones algebraicas sencillas que no incluyen el tiempo y en las cuales se pueden llevar a cabo manipulaciones algebraicas de las cantidades. Se dice que el comportamiento en el **dominio del tiempo** se transforma en el **dominio de s** . Cuando está en el dominio de s , dado que es función de s , se expresa como $F(s)$. Es común utilizar una letra F mayúscula para indicar una transformada de Laplace y una f minúscula para indicar una función que varía con el tiempo $f(t)$.

Así es posible definir la relación entre la salida y la entrada en términos de una **función de transferencia**. Ésta define la relación entre la transformada de Laplace de la salida y la transformada de Laplace de la entrada. Suponga

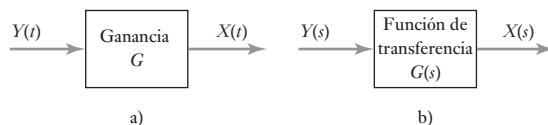
que la entrada a un sistema lineal tiene la transformada de Laplace de $Y(s)$ y la transformada de Laplace para la salida es $X(s)$. La función de transferencia $G(s)$ del sistema queda entonces definida como:

$$\text{función de transferencia} = \frac{\text{transformada de Laplace de la salida}}{\text{transformada de Laplace de la entrada}}$$

$$G(s) = \frac{X(s)}{Y(s)}$$

con todas las condiciones iniciales iguales a cero; es decir, se supone que la salida es cero cuando la entrada es cero, una razón de cambio de la salida en el tiempo de cero cuando la razón de cambio de la entrada en el tiempo también es cero. Por lo tanto, la transformada de salida es $X(s) = G(s)Y(s)$, es decir, es el producto de la transformada de entrada y de la función de transferencia. Si el sistema se representa por un diagrama de bloques (Figura 13.1), entonces $G(s)$ es la función en la caja que recibe una entrada $Y(s)$ y la convierte en una salida $X(s)$.

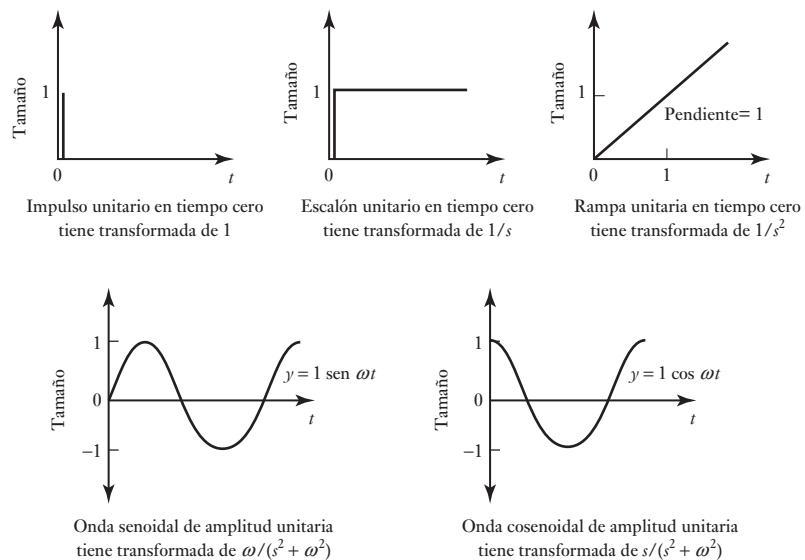
Figura 13.1 Diagramas de bloques: a) en dominio del tiempo, b) en dominio de s .



13.1.1 Transformadas de Laplace

Para obtener la transformada de Laplace de una ecuación diferencial que incluye magnitudes que son funciones de tiempo, se puede recurrir a tablas y aplicar algunas reglas básicas (el apéndice A contiene esta tabla y detalles sobre las reglas). La Figura 13.2 muestra las transformadas básicas para algunas formas comunes de entradas.

Figura 13.2 Transformadas de Laplace para entradas comunes.



Las siguientes son algunas reglas básicas que se aplican cuando se trabaja con transformadas de Laplace:

- Si una función de tiempo se multiplica por una constante, la transformada de Laplace también se multiplica por la misma constante, es decir,

$$af(t) \text{ tiene la transformada de } aF(s)$$

Por ejemplo, la transformada de Laplace de una entrada tipo escalón de 6 V a un sistema eléctrico es 6 veces la transformada de un escalón unitario, es decir, $6s$.

- Si una ecuación incluye la suma de, por ejemplo, dos cantidades independientes y ambas son funciones de tiempo, la transformada de la ecuación será la suma de cada una de las dos transformadas de Laplace, esto es,

$$f(t) + g(t) \text{ tiene la transformada } F(s) + G(s)$$

- La transformada de Laplace de la primera derivada de una función es

$$\text{transformada de } \left\{ \frac{d}{dt} f(t) \right\} = sF(s) - f(0)$$

donde $f(0)$ es el valor inicial de $f(t)$ cuando $t=0$. Sin embargo, cuando se trata de una función de transferencia todas las condiciones iniciales son cero.

- La transformada de Laplace de la segunda derivada de una función es

$$\text{transformada de } \left\{ \frac{d^2}{dt^2} f(t) \right\} = s^2 F(s) - sf(0) - \frac{d}{dt} f(0)$$

donde $df(0)/dt$ es el valor inicial de la primera derivada de $f(t)$ cuando $t=0$. Sin embargo, cuando se trata de funciones de transferencia todas las condiciones iniciales son cero.

- La transformada de Laplace de la integral de una función es

$$\text{transformada de } \left\{ \int_0^t f(t) dt \right\} = \frac{1}{s} F(s)$$

Así, para obtener las transformadas de ecuaciones diferenciales o integrales cuando todas las condiciones iniciales son cero:

- se reemplaza una función de tiempo $f(t)$ por $F(s)$,*
- se reemplaza una primera derivada $df(t)/dt$ por $sF(s)$,*
- se reemplaza una segunda derivada $d^2f(t)/dt^2$ por $s^2F(s)$,*
- se reemplaza una integral $\int f(t)dt$ por $F(s)/s$.*

Cuando se han realizado manipulaciones algebraicas en el dominio de s , es posible volver a transformar el resultado al dominio de tiempo utilizando la tabla de transformadas de manera inversa, es decir, buscando la función en el dominio del tiempo que corresponde al resultado en el dominio de s . Es posible que se necesite reordenar la transformada para que tenga la misma forma que aparece en la tabla. Las siguientes son algunas inversiones útiles de este tipo. En la tabla del apéndice A podrá consultar otras más.

Transformada de Laplace Función de tiempo

$$1 \quad \frac{1}{s+a} \qquad \qquad \qquad e^{-at}$$

$$2 \quad \frac{a}{s(s+a)} \qquad \qquad \qquad (1 - e^{-at})$$

$$\begin{aligned}
 3 \quad & \frac{b - a}{(s + a)(s + b)} & e^{-at} - e^{-bt} \\
 4 \quad & \frac{s}{(s + a)^2} & (1 - at)e^{-at} \\
 5 \quad & \frac{a}{s^2(s + a)} & t - \frac{1 - e^{-at}}{a}
 \end{aligned}$$

En las siguientes secciones se ilustra la aplicación de lo anterior en sistemas de primer y segundo orden.

13.2

Sistemas de primer orden

Considere un sistema donde la relación entre la entrada y la salida está representada por una ecuación diferencial de primer orden, que es de la forma

$$a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_0 y$$

donde a_1 , a_0 y b_0 son constantes, y es la entrada y x la salida, ambas funciones de tiempo. La transformada de Laplace, suponiendo que todas las condiciones iniciales son cero, es

$$a_1 s X(s) + a_0 X(s) = b_0 Y(s)$$

y entonces, la función de transferencia $G(s)$ se expresa como

$$G(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{b_0}{a_1 s + a_0}$$

Al reordenar la ecuación anterior se obtiene

$$G(s) = \frac{b_0/a_0}{(a_1/a_0)s + 1} = \frac{G}{\tau s + 1}$$

donde G es la ganancia del sistema cuando se dan condiciones de estado permanente, es decir, no tiene término dx/dt . La constante de tiempo τ del sistema es (a_1/a_0) (vea la sección 10.2.3).

13.2.1 Sistema de primer orden con entrada tipo escalón

Cuando un sistema de primer orden está sujeto a una entrada de tipo escalón unitario, $Y(s) = 1/s$ y la transformada de salida $X(s)$ es

$$X(s) = G(s) Y(s) = \frac{G}{s(\tau s + 1)} = G \frac{(1/\tau)}{s(s + 1/\tau)}$$

Por lo tanto, como la transformada tiene la forma $a/s(s + a)$, al usar la segunda transformada inversa de la lista de la sección anterior se obtiene

$$x = G(1 - e^{-t/\tau})$$

13.2.2 Ejemplos de sistemas de primer orden

Los siguientes ejemplos ilustran los puntos anteriores, al considerar la función de transferencia de un sistema de primer orden y observar su comportamiento cuando se somete a una entrada de tipo escalón:

1. Considere un circuito que tiene un resistor R en serie con un capacitor C . La entrada del circuito es v y la salida es la diferencia de potencial en el capacitor v_C . La ecuación diferencial que relaciona la entrada y la salida es:

$$v = RC \frac{dv_C}{dt} + v_C$$

Determine la función de transferencia.

Al tomar la transformada de Laplace y si se supone que todas las condiciones iniciales son cero, entonces

$$V(s) = RCsV_C(s) + V_C(s)$$

Por lo tanto, la función de transferencia es

$$G(s) = \frac{V_C(s)}{V(s)} = \frac{1}{RCs + 1}$$

2. Considere un termopar cuya función de transferencia que relaciona la salida de voltaje V con la entrada de temperatura es

$$G(s) = \frac{30 \times 10^{-6}}{10s + 1} \text{ V/}^\circ\text{C}$$

Determine la respuesta del sistema cuando está sujeta a una entrada de tipo escalón de magnitud 100°C y, por lo tanto, el tiempo que tarda en llegar a 95% del valor de estado estable.

Puesto que la transformada de la salida es igual al producto de la función de transferencia y la transformada de la entrada, entonces

$$V(s) = G(s) \times \text{input}(s)$$

La entrada escalón de 100°C , es decir, la temperatura del termopar aumenta en forma abrupta en 100°C , es $100/s$. Por lo tanto,

$$\begin{aligned} V(s) &= \frac{30 \times 10^{-6}}{10s + 1} \times \frac{100}{s} = \frac{30 \times 10^{-4}}{10s(s + 0.1)} \\ &= 30 \times 10^{-4} \frac{0.1}{s(s + 0.1)} \end{aligned}$$

El elemento fraccionario es de la forma $a/s(s + a)$, por lo que su transformada inversa es

$$V = 30 \times 10^{-4} (1 \times e^{-0.1t}) \text{ V}$$

El valor final, es decir, el valor de estado estable, se alcanza cuando $t \rightarrow \infty$, y es cuando el término exponencial es cero. El valor final es entonces $30 \times 10^{-4} \text{ V}$. De esta manera, el tiempo para alcanzar 95% está expresado por:

$$0.95 \times 30 \times 10^{-4} = 30 \times 10^{-4} (1 \times e^{-0.1t})$$

Por lo tanto, $0.05 = e^{-0.1t}$ y $\ln 0.05 = -0.1t$. Entonces el tiempo es 30 s .

3. Suponga que el sistema anterior del termopar está sujeto a una entrada de tipo rampa de $5t^{\circ}\text{C}/\text{s}$, es decir, la temperatura se eleva 5°C cada segundo. Determine cómo varía el voltaje del termopar con el tiempo y cuál es el voltaje después de 12 s.

La transformada de la señal tipo rampa es $5/s^2$. Por lo tanto,

$$V(s) = \frac{30 \times 10^{-6}}{10s + 1} \times \frac{5}{s^2} = 150 \times 10^{-6} \frac{0.1}{s^2(s + 0.1)}$$

La transformada se obtiene usando el elemento 5 de la lista presentada en la sección anterior. Por lo tanto,

$$V = 150 \times 10^{-6} \left(t - \frac{1 - e^{-0.1t}}{0.1} \right)$$

Después de un tiempo de 12 s se tiene $V = 7.5 \times 10^{-4} \text{ V}$.

4. Considere una entrada de tipo impulso de magnitud 100°C , es decir, el termopar se somete a un aumento de temperatura momentáneo de 100°C . Determine cómo varía el voltaje del termopar en función del tiempo y cuánto vale el voltaje después de 2 s.

La transformada del impulso es igual a 100. Por lo tanto,

$$V(s) = \frac{30 \times 10^{-6}}{10s + 1} \times 100 = 3 \times 10^{-4} \frac{1}{s + 0.1}$$

Por lo tanto, $V = 3 \times 10^{-4} e^{-0.1t} \text{ V}$. Después de 2 s, el voltaje del termopar es $V = 1.8 \times 10^{-4} \text{ V}$.

13.3

Sistemas de segundo orden

Para un sistema de segundo orden, la relación entre la entrada y , y la salida x está representada por una ecuación diferencial de la forma

$$a_2 \frac{d^2x}{dt^2} + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_0 y$$

donde a_2 , a_1 , a_0 y b_0 son constantes. La transformada de Laplace de esta ecuación, cuando todas las condiciones iniciales son cero, es

$$a_2 s^2 X(s) + a_1 s X(s) + a_0 X(s) = b_0 Y(s)$$

Por lo tanto,

$$G(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

Otra forma de representar la ecuación diferencial de un sistema de segundo orden es

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2\zeta\omega_n \frac{dx}{dt} + \omega_n^2 x = b_0 \omega_n^2 y$$

donde ω_n es la frecuencia angular natural con la que oscila el sistema y ζ el factor de amortiguamiento relativo. La transformada de Laplace de esta ecuación es

$$G(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{b_0 \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Las anteriores son las formas generales de la función de transferencia de un sistema de segundo orden.

13.3.1 Sistema de segundo orden con entrada tipo escalón

Cuando un sistema de segundo orden se somete a una entrada de tipo escalón unitario, es decir, $Y(s) = 1/s$, la transformada de la salida es

$$X(s) = G(s) Y(s) = \frac{b_0 \omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)}$$

La cual se reagrupa como sigue

$$X(s) = \frac{b_0 \omega_n^2}{s(s + p_1)(s + p_2)}$$

donde p_1 y p_2 son las raíces de la ecuación

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

De esta manera, al usar la ecuación para las raíces de una ecuación cuadrática:

$$p = \frac{-2\zeta\omega_n \pm \sqrt{4\zeta^2\omega_n^2 - 4\omega_n^2}}{2}$$

entonces las dos raíces p_1 y p_2 son

$$p_1 = -\zeta\omega_n + \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad p_2 = -\zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}$$

Cuando $\zeta > 1$ el término de la raíz cuadrada es real y el sistema está sobreamortiguado. Para determinar la transformada inversa se puede recurrir a fracciones parciales (vea el apéndice A) para desglosar la expresión en varias fracciones simples, o utilizar el elemento 14 de la tabla de transformadas del apéndice A; en ambos casos, el resultado es

$$x = \frac{b_0 \omega_n^2}{p_1 p_2} \left[1 - \frac{p_2}{p_2 - p_1} e^{-p_2 t} + \frac{p_1}{p_2 - p_1} e^{-p_1 t} \right]$$

Cuando $\zeta = 1$ el término de la raíz cuadrada es cero y, por lo tanto, $p_1 = p_2 = -\omega_n$. El sistema está críticamente amortiguado. La ecuación es ahora

$$X(s) = \frac{b_0 \omega_n^2}{s(s + \omega_n)^2}$$

Esta ecuación se puede descomponer en fracciones parciales (consulte el apéndice A), para obtener

$$Y(s) = b_0 \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \omega_n} - \frac{\omega_n}{(s + \omega_n)^2} \right]$$

Por lo tanto,

$$x = b_0 [1 - e^{-\omega_n t} - \omega_n t e^{-\omega_n t}]$$

Con $\zeta < 1$, entonces

$$x = b_0 \left[1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \operatorname{sen}(\omega_n \sqrt{(1 - \zeta^2)t} + \phi) \right]$$

donde $\cos \phi = \zeta$. Ésta es una oscilación subamortiguada.

13.3.2 Ejemplos de sistemas de segundo orden

Los siguientes ejemplos ilustran lo anterior:

1. ¿Cuál es el estado de amortiguamiento de un sistema que tiene una entrada de tipo escalón unitario y su función de transferencia es la siguiente?

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + 8s + 16}$$

Para una entrada de tipo escalón unitario $Y(s) = 1/s$, por lo que la transformada de la salida es

$$X(s) = G(s)Y(s) = \frac{1}{s(s^2 + 8s + 16)} = \frac{1}{s(s + 4)(s + 4)}$$

Las raíces de $s^2 + 8s + 16$ son $p_1 = p_2 = -4$. Ambas raíces son reales e iguales, por lo que el sistema está críticamente amortiguado.

2. La siguiente función de transferencia del brazo de un robot está sujeta a una entrada de tipo rampa unitaria. ¿Cuál será la salida?

$$G(s) = \frac{K}{(s + 3)^2}$$

La transformada de la salida $X(s)$ es

$$X(s) = G(s)Y(s) = \frac{K}{(s + 3)^2} \times \frac{1}{s^2}$$

Al usar fracciones parciales (vea el apéndice A), esto se convierte en

$$X(s) = \frac{K}{9s^2} - \frac{2K}{9(s + 3)} + \frac{K}{9(s + 3)^2}$$

Y la transformada inversa es:

$$x = \frac{1}{9}Kt - \frac{2}{9}Ke^{-3t} + \frac{1}{9}Kte^{-3t}$$

13.4

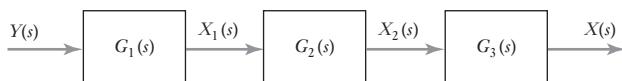
Sistemas en serie

Cuando un sistema está formado por varios subsistemas en serie, como en la Figura 13.3, la función de transferencia del sistema $G(s)$, está dada por

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{X_1(s)}{Y(s)} \times \frac{X_2(s)}{X_1(s)} \times \frac{X(s)}{X_2(s)} \\ &= G_1(s) \times G_2(s) \times G_3(s) \end{aligned}$$

La función de transferencia del sistema como un todo es el producto de las funciones de transferencia de cada elemento de la serie.

Figura 13.3 Sistemas en serie.



13.4.1 Ejemplos de sistemas en serie

Los siguientes ejemplos ilustran esto. Se supone que cuando los subsistemas están enlazados, no hay ninguna interacción entre los bloques que darían como resultado cambios en sus funciones de transferencia, es decir, con circuitos electrónicos puede haber problemas cuando los circuitos de subsistemas interactúan y se cargan entre sí.

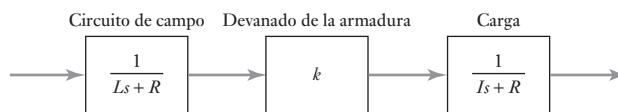
1. ¿Cuál será la función de transferencia para un sistema que consiste en tres elementos en serie, donde sus funciones de transferencia son 10 , $2/s$ y $4/(s + 3)$?

Con base en la anterior ecuación desarrollada,

$$G(s) = 10 \times \frac{2}{s} \times \frac{4}{s + 3} = \frac{80}{s(s + 3)}$$

2. Un motor de c.d. controlado por campo está formado por tres subsistemas en serie: el circuito de campo, el devanado de la armadura y la carga. La Figura 13.4 ilustra el arreglo anterior y las funciones de transferencia de cada uno de los subsistemas. Determine la función de transferencia total del sistema.

Figura 13.4 Motor de c.d. controlado por campo.



La función de transferencia total es el producto de las funciones de transferencia de los elementos en series. Por lo tanto,

$$G(s) = \frac{1}{Ls + R} \times k \times \frac{1}{Is + c} = \frac{k}{(Ls + R)(Is + c)}$$

13.5

Sistemas con lazos de realimentación

La Figura 13.5 muestra un sistema sencillo con realimentación negativa. Cuando existe **realimentación negativa** la entrada del sistema y las señales de realimentación se restan en el punto de suma. El término **ruta en sentido directo** designa la ruta en que aparece la función de transferencia $G(s)$ en la figura, y **ruta de realimentación** es la que contiene a $H(s)$. Todo el sistema se conoce como **sistema de lazo cerrado**.

Para el sistema de realimentación negativa, la entrada al subsistema que contiene la función de transferencia $G(s)$ de la ruta en sentido directo es $Y(s)$ menos la señal de realimentación. El lazo de realimentación contiene la función de transferencia $H(s)$ y su entrada es $X(s)$, por lo tanto, la señal de realimentación es $H(s)X(s)$. Así, el elemento $G(s)$ tiene una entrada de $Y(s) - H(s)X(s)$ y una salida de $X(s)$, por lo tanto,

$$G(s) = \frac{X(s)}{Y(s) - H(s)X(s)}$$

Al reordenar la ecuación anterior se obtiene:

$$\frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

Entonces, la función de transferencia global del sistema con realimentación negativa $T(s)$ es:

$$T(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

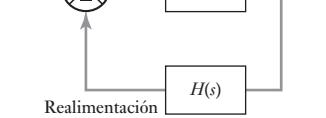


Figura 13.5 Sistema de realimentación negativa.

13.5.1 Ejemplos de sistemas con realimentación negativa

Los siguientes ejemplos ilustran lo anterior:

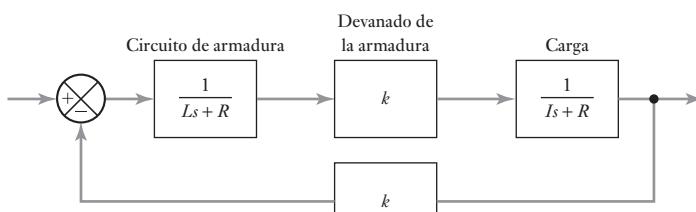
1. ¿Cuál será la función de transferencia global de un sistema en lazo cerrado cuya función de transferencia de la trayectoria directa es $2/(s + 1)$ y la función de transferencia de la trayectoria de realimentación negativa es $5s$?

Con base en la ecuación desarrollada

$$T(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{2/(s + 1)}{1 + [2/(s + 1)]5s} = \frac{2}{11s + 1}$$

2. Considere un motor de c.d. controlado por armadura (Figura 13.6). Su trayectoria directa consta de tres elementos: el circuito de la armadura con función de transferencia $1/(Ls + R)$, el devanado de la armadura con función de transferencia k y la carga con función de transferencia $1/(Is + c)$. Hay una trayectoria de realimentación negativa con una función de transferencia K . Determine la función de transferencia global del sistema.

Figura 13.6 Motor de c.d. controlado por armadura.



La función de transferencia de la trayectoria directa para los elementos en serie es el producto de las funciones de transferencia de estos elementos en serie, es decir,

$$G(s) = \frac{1}{Ls + R} \times k \times \frac{1}{Is + c} = \frac{k}{(Ls + R)(Is + c)}$$

La trayectoria de realimentación tiene una función de transferencia igual a K . Así, la función de transferencia global es

$$\begin{aligned} T(s) &= \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{\frac{k}{(Ls + R)(Is + c)}}{1 + \frac{kK}{(Ls + R)(Is + c)}} \\ &= \frac{k}{(Ls + R)(Is + c) + kK} \end{aligned}$$

13.6

Efecto de la ubicación de los polos en la respuesta transitoria

Se puede definir un sistema como **estable** cuando dada una entrada, ésta tiene transitorias que se desvanecen con el tiempo y dejan el sistema en su condición de estado estable. Se dice que un sistema es **inestable** si las transitorias no se desvanecen con el tiempo pero aumentan en tamaño, de modo que la condición de estado estable nunca se alcanza.

Considere una entrada de un impulso unitario para un sistema de primer orden con una función de transferencia de $G(s) = 1/(s + 1)$. La salida del sistema $X(s)$ es

$$X(s) = \frac{1}{s + 1} \times 1$$

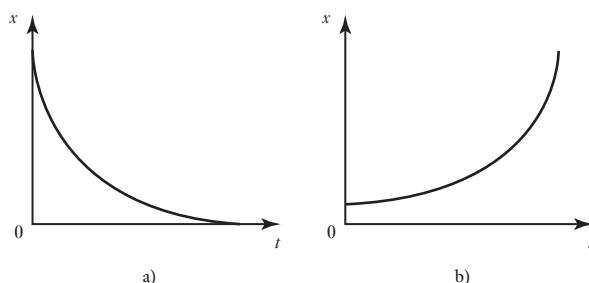
y así, $x = e^{-t}$. A medida que el tiempo t aumenta la salida se desvanece hasta convertirse en cero. Ahora considere la entrada de impulso unitario a un sistema con la función de transferencia $G(s) = 1/(s - 1)$. La salida es

$$X(s) = \frac{1}{s - 1} \times 1$$

y así $x = e^t$. A medida que t aumenta, también aumenta la salida. Así, un impulso momentáneo para un sistema da como resultado una salida siempre creciente; este sistema es inestable.

Para una función de transferencia, a los valores de s que hacen la función de transferencia infinita se les conoce como **polos**; son las raíces de la ecuación característica. Por lo tanto, $G(s) = 1/(s + 1)$, hay un polo de $s = -1$. Para $G(s) = 1/(s - 1)$, hay un polo de $s = +1$. Así, para el sistema de primer orden es estable si el polo es negativo, y es inestable si el polo es positivo (Figura 13.7).

Figura 13.7 Sistemas de primer orden: a) polo negativo, b) polo positivo.



Para un sistema de segundo orden con función de transferencia

$$G(s) = \frac{b_0 \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2}$$

cuando está sometido a una entrada de impulso unitario,

$$X(s) = \frac{b_0 \omega_n^2}{(s + p_1)(s + p_2)}$$

donde p_1 y p_2 son las raíces de la ecuación

$$s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

Al usar la ecuación para las raíces de una ecuación cuadrática,

$$p = \frac{-2\zeta \omega_n \pm \sqrt{4\zeta^2 \omega_n^2 - 4\omega_n^2}}{2} = -\zeta \omega_n \pm \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}$$

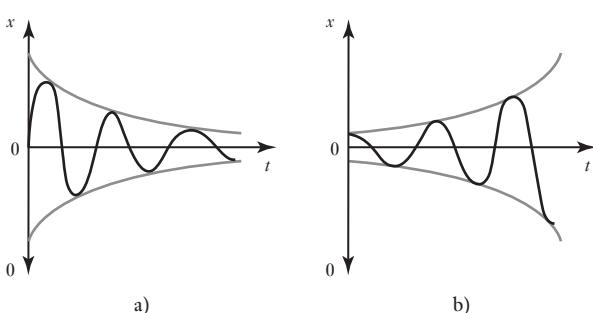
Al depender el valor del factor de amortiguamiento, el término bajo el signo de la raíz cuadrada puede ser real o imaginario. Cuando hay un término imaginario

la salida incluye una oscilación. Por ejemplo, suponga que se tiene un sistema de segundo orden con función de transferencia

$$G(s) = \frac{1}{[s - (-2 + j1)][s - (-2 - j1)]}$$

es decir, $p = -2 \pm j1$. Cuando el sistema recibe una entrada tipo impulso unitario, la salida es $e^{-2t} \sin t$. La amplitud de la oscilación, es decir, e^{-2t} , disminuye conforme aumenta el tiempo, por lo que el efecto del impulso es una oscilación que disminuye de manera gradual (Figura 13.8a)). El sistema es estable.

Figura 13.8 Sistemas de segundo orden.



Suponga ahora un sistema cuya función de transferencia es

$$G(s) = \frac{1}{[s - (2 + j1)][s - (2 - j1)]}$$

es decir, $p = +2 \pm j1$. Cuando el sistema recibe una entrada tipo impulso unitario, la salida es $e^{2t} \sin t$. La amplitud de la oscilación, es decir, e^{2t} , aumenta conforme aumenta el tiempo (Figura 13.8b)). El sistema es inestable.

En general, cuando se aplica un impulso al sistema, la salida adquiere la forma de la suma de diversos términos exponenciales. Si sólo uno de estos términos tiene crecimiento exponencial, la salida continúa creciendo y el sistema es inestable. Cuando hay pares de polos en los que hay términos imaginarios \pm , la salida es una oscilación.

Un sistema es estable si la parte real de todos sus polos es negativa.

Un sistema es inestable si la parte real de cualquiera de sus polos es positiva.

13.6.1 El plano s

Se puede trazar la posición de los polos de un sistema en una gráfica con el eje x como las partes reales y el eje y como las partes imaginarias. Esta gráfica se conoce como **plano s**. La ubicación de los polos en el plano determina la estabilidad de un sistema. La Figura 13.9 muestra un plano y la manera en la que la ubicación de las raíces afecta la respuesta de un sistema.

13.6.2 Compensación

La salida de un sistema puede ser inestable, o quizás la respuesta sea demasiado lenta, o haya demasiado sobrepaso. Para modificar las respuestas de los sistemas

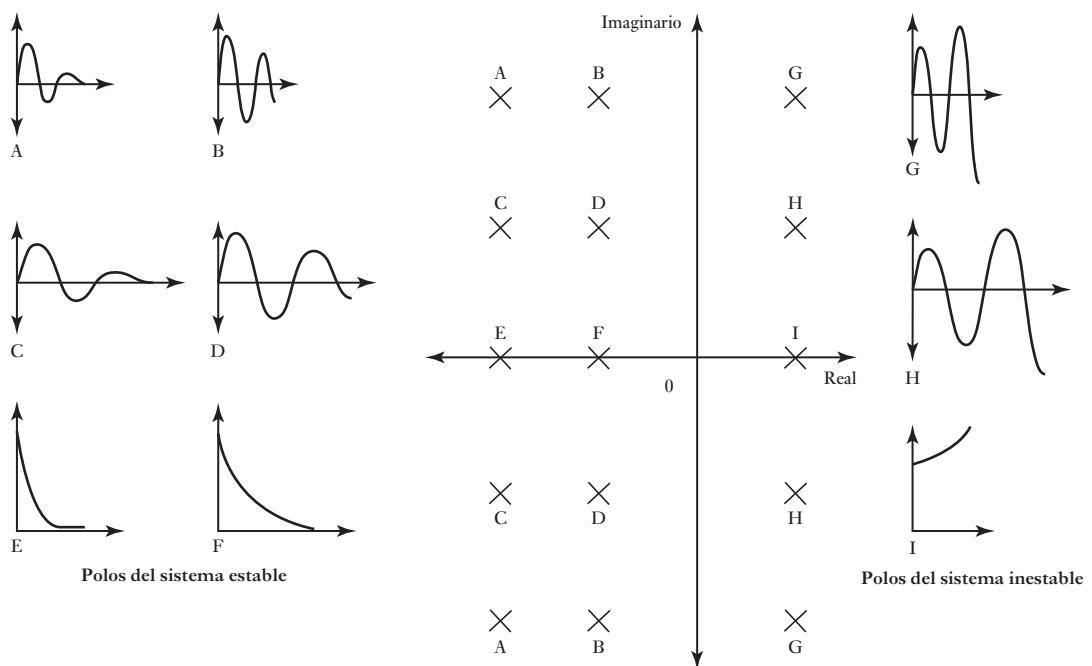


Figura 13.9 El plano s .

a ciertas entradas se utilizan **compensadores**. Un compensador es un bloque que se incorpora al sistema para modificar la función de transferencia global del sistema de manera que se obtengan las características requeridas.

Como ejemplo del uso de un compensador, considere un sistema de control de posición que tiene una realimentación negativa con función de transferencia de 1 y dos subsistemas en su trayectoria directa: un compensador con función de transferencia igual a K y un sistema motor/actuador con función de transferencia $1/s(s+1)$. ¿Qué valor de K se necesita para que el sistema esté críticamente amortiguado? La trayectoria directa tiene función de transferencia $K/s(s+1)$ y la trayectoria de realimentación tiene una función de transferencia igual a 1. Por lo tanto, la función de transferencia total del sistema es

$$T(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{\frac{K}{s(s+1)}}{1 + \frac{K}{s(s+1)}} = \frac{K}{s(s+1) + K}$$

El denominador es, entonces, $s^2 + s + K$. Las raíces de esta ecuación son:

$$s = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4K}}{2}$$

Para que sea un sistema críticamente amortiguado es necesario que $1 - 4K = 0$ y, por lo tanto, el compensador debe tener una ganancia proporcional de $K = \frac{1}{4}$.

Resumen

La función de transferencia $G(s)$ de un sistema es (transformada de Laplace de la salida)/(transformada de Laplace de la entrada). Para obtener las transformadas de ecuaciones diferenciales o integrales cuando todas las condiciones iniciales son cero se debe: reemplazar una función de tiempo $f(t)$ por $F(s)$, reemplazar por la primera derivada $df(t)/dt$ por $sF(s)$, reemplazar una segunda derivada $d^2f(t)/dt^2$ por $s^2F(s)$, reemplazar una integral $\int f(t)dt$ por $F(s)/s$.

Un **sistema de primer orden** tiene una función de transferencia de la forma $G/(\tau s + 1)$, donde τ es el tiempo constante. Un **sistema de segundo orden** tiene una función de transferencia de la forma

$$G(s) = \frac{b_0\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Donde ζ es el factor de amortiguamiento y ω_n es la frecuencia angular libre.

A los valores de s que hacen la función de transferencia infinita se les conoce como **polos**; son las raíces de la ecuación característica. Un sistema es estable si la parte real de todos sus polos es negativa, e inestable si la parte real de cualquiera de sus polos es positiva.

Problemas

- 13.1 ¿Cuáles son las funciones de transferencia de los sistemas cuyas relaciones de entrada/salida son las siguientes?

- a) Un sistema hidráulico cuya entrada es q y su salida es h , donde

$$q = A \frac{dh}{dt} + \frac{\rho gh}{R}$$

- b) Un sistema de resorte-amortiguador-masa con entrada F y salida x , donde

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = F$$

- c) Un circuito RLC con entrada v y salida v_C , donde

$$v = RC \frac{dv_C}{dt} + LC \frac{d^2v_C}{dt^2} + v_C$$

- 13.2 ¿Cuáles son las constantes de tiempo de los sistemas cuyas funciones de transferencia son las siguientes: a) $G(s) = 5/(3s + 1)$ y b) $G(s) = 2/(2s + 3)$?

- 13.3 Determine cómo varían con el tiempo las salidas de los siguientes sistemas al someterlos a una entrada tipo escalón unitario en el tiempo $t = 0$: a) $G(s) = 2/(s + 2)$ y b) $G(s) = 10/(s + 5)$.

- 13.4. ¿Cuál es el estado de amortiguamiento de los sistemas cuyas funciones de transferencia son las siguientes?

- a) $G(s) = \frac{5}{s^2 - 6s + 16}$, b) $G(s) = \frac{10}{s^2 + s + 100}$,
c) $G(s) = \frac{2s + 1}{s^2 + 2s + 1}$, d) $G(s) = \frac{3s + 20}{s^2 + 2s + 20}$

13.5 ¿Cuál es la salida de un sistema con la función de transferencia $s/(s + 3)^2$ y que se somete a una entrada tipo escalón unitario en el tiempo $t = 0$?

13.6 ¿Cuál es la salida de un sistema cuya función de transferencia es $G = 2/[(s + 3) \times (s + 4)]$ y está sujeta a un impulso unitario?

13.7 ¿Cuáles son las funciones de transferencia totales de los siguientes sistemas con realimentación negativa?

Trayectoria directa

Trayectoria de realimentación

a) $G(s) = \frac{4}{s(s + 1)}$

$$H(s) = \frac{1}{s}$$

b) $G(s) = \frac{2}{s + 1}$

$$H(s) = \frac{1}{s + 2}$$

c) $G(s) = \frac{4}{(s + 2)(s + 3)}$

$$H(s) = 5$$

d) dos elementos en serie $G_1(s) = 2/(s + 2)$
y $G_2(s) = 1/s$

$$H(s) = 10$$

13.8 ¿Cuál es la función de transferencia global de un sistema en lazo cerrado que tiene una función de transferencia de la trayectoria directa de $5/(s + 3)$ y una función de transferencia en la trayectoria de realimentación negativa igual a 10?

13.9 Un sistema de lazo cerrado tiene una trayectoria directa con dos elementos en serie cuyas funciones de transferencia son 5 y $1/(s + 1)$. Si la trayectoria de realimentación tiene función de transferencia $2/s$, ¿cuál es la función de transferencia global del sistema?

13.10 Un sistema de lazo cerrado tiene una trayectoria directa con dos elementos en serie cuyas funciones de transferencia son 2 y $1/(s + 1)$. Si la función de transferencia de la trayectoria de realimentación es s , ¿cuál es la función de transferencia global del sistema?

13.11 Un sistema tiene una función de transferencia de $1/[(s + 1)(s + 2)]$. ¿Cuáles son sus polos?

13.12 ¿Cuál de los siguientes sistemas son estables o inestables?

a) $G(s) = 1/[(s + 5)(s + 2)]$,

b) $G(s) = 1/[(s - 5)(s + 2)]$,

c) $G(s) = 1/[(s - 5)(s - 5)]$,

d) $G(s) = 1/(s^2 + s + 1)$,

e) $G(s) = 1/(s^2 - 2s + 3)$.

Capítulo catorce

Respuesta en frecuencia

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Explicar el significado de la función de respuesta en frecuencia.
- Analizar la respuesta en frecuencia de los sistemas sujetos a entradas senoidales.
- Trazar e interpretar diagramas de Bode.
- Utilizar los diagramas de Bode para identificación de sistemas.
- Explicar el término ancho de banda.
- Explicar cómo el margen de ganancia y el margen de fase se pueden utilizar para indicar la estabilidad de un sistema.

14.1

Entrada senoidal

En los dos capítulos anteriores la atención se centró en la respuesta de los sistemas a entradas de tipo escalón, impulso y rampa. En este capítulo se ampliará el estudio y se considerarán entradas senoidales. Si bien en muchos sistemas de control no es frecuente encontrar entradas senoidales, éstas son útiles para realizar pruebas, ya que la forma en que el sistema responde a estas entradas es una muy buena fuente de información que ayuda al diseño y el análisis de los sistemas. También es útil porque muchas otras señales se pueden considerar como la suma de una cantidad de señales senoidales. En 1822 Jean Baptiste Fourier propuso que cualquier forma de onda periódica, es decir, una forma de onda cuadrada, se puede sacar de una combinación de formas de onda senoidales y al considerar el comportamiento de un sistema para cada forma de onda senoidal individual es posible determinar la respuesta a la forma de onda más compleja.

14.1.1 Respuesta de un sistema para una entrada senoidal

Considere un sistema de primer orden que se describe por la ecuación diferencial

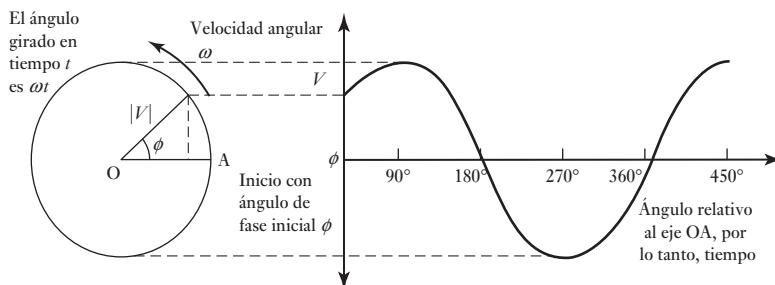
$$a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_0 y$$

donde y es la entrada y x la salida. Suponga una entrada senoidal de amplitud unitaria de $y = \sin \omega t$. ¿Cuál será la salida? Se sabe que cuando se suman al dx/dt y $a_0 x$ al final se obtiene la función senoidal $b_0 \sin \omega t$. Las senoides tienen la propiedad de que su diferenciación da como resultado también una senoide de la misma frecuencia [un coseno es una función senoidal $\sin(\omega t + 90^\circ)$]. Esto aplica sin importar cuántas veces se lleve a cabo la diferenciación. Por ello, es de esperar que la respuesta de estado estable de x también sea senoidal y con la misma frecuencia. Sin embargo, la salida difiere en amplitud y fase desde la entrada.

14.2**Fasores**

Para estudiar las señales senoidales conviene utilizar **fasores**. Considere una señal senoidal descrita por la ecuación $v = V \operatorname{sen}(\omega t + \phi)$, donde V es la amplitud, ω la frecuencia angular y ϕ el ángulo de fase. El fasor se representa por una línea de longitud $|V|$ que forma un ángulo ϕ con el eje de referencia de fase (Figura 14.1). Las líneas || indican que al especificar la longitud del fasor lo único que nos interesa es su magnitud o tamaño. Al especificar una cantidad fasorial siempre debe indicarse la magnitud y el ángulo de fase correspondientes. La convención generalmente aceptada es representar al fasor con letras en negritas, no cursivas, es decir, V . Cuando aparece este símbolo se entiende que existe una cantidad que tiene una magnitud y un ángulo.

Figura 14.1 Representación de una señal senoidal por un fasor.



Este fasor también se puede representar con la notación de números complejos. Las magnitudes complejas se representan por $(x + jy)$, donde x es la parte real y y la parte imaginaria del número complejo. En una gráfica, la parte imaginaria es el eje y y la parte real es el eje x ; x y y son las coordenadas cartesianas del punto que representa el número complejo (Figura 14.2a)).

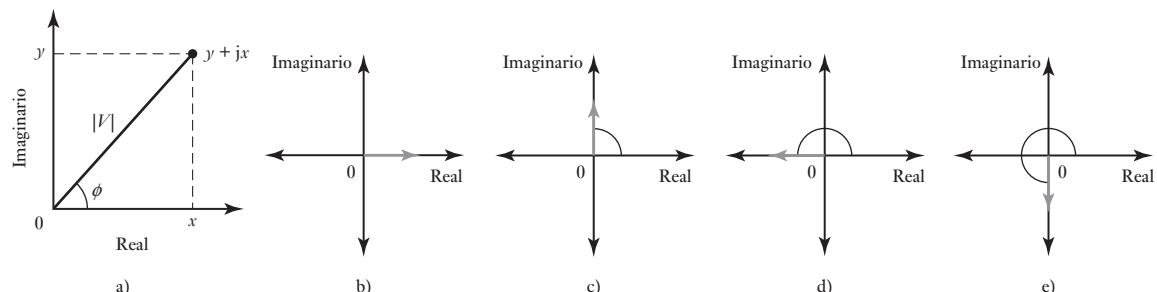


Figura 14.2 a) Representación compleja de un fasor, b) 0° , c) 90° , d) 270° , e) 360° .

Si se considera la línea que une ese punto con el origen de la gráfica como la representación del fasor, el ángulo de fase ϕ del fasor se representa por

$$\tan \phi = \frac{y}{x}$$

y su longitud por el uso del teorema de Pitágoras como

$$\text{longitud del fasor } |V| = \sqrt{x^2 + y^2}$$

Dado que $x = |V| \cos \phi$ y $y = |V| \sin \phi$, entonces se puede escribir

$$V = x + jy = |V| \cos \theta + j|V| \sin \theta = |V|(\cos \theta + j \sin \theta)$$

Así, una especificación de las partes reales e imaginarias de una cantidad compleja permite que se especifique un fasor.

Considere un fasor de longitud 1 y un ángulo de fase 0° (Figura 14.2b)). Ésta tendrá una representación compleja de $1 + j0$. Ahora considere el mismo fasor de longitud pero con un ángulo de fase de 90° (Figura 14.2c)), que tendrá una representación compleja de $0 + j1$. Así, el giro por 90° de un fasor al contrario de las manecillas del reloj corresponde a la multiplicación del fasor por j . Si ahora se gira este fasor más allá de 90° (Figura 14.2d)), al seguir la misma regla de multiplicación se tiene el fasor original multiplicado por j^2 . Sin embargo, el fasor es sólo el fasor original en la dirección opuesta, es decir, sólo multiplicado por -1 . Por lo tanto, $j^2 = -1$ y así, $j = \sqrt{-1}$. La rotación del fasor original a través de un total de 270° , es decir, $3 \times 90^\circ$, es equivalente a multiplicar el fasor original por $j^3 = j(j^2) = -j$.

Para mostrar lo anterior, considere un voltaje v que varía de manera senoidal con el tiempo de acuerdo a la ecuación

$$v = 10 \operatorname{sen}(\omega t + 30^\circ) \text{ V}$$

Al representarlo por un fasor, a) ¿cuál es su longitud?, b) ¿cuál es su ángulo relativo al eje de referencia?, c) ¿cuáles son las partes reales e imaginarias cuando se representa por un número complejo?

- El fasor tendrá una longitud escalada para representar la amplitud del senoidal y será de 10 V.
- El ángulo del fasor relativo al eje de referencia es igual al ángulo de fase y será de 30° .
- La parte real está dada por la ecuación $x = 10 \cos 30^\circ = 8.7$ V y la parte imaginaria por $y = 10 \operatorname{sen} 30^\circ = 5.0$ V. Así, el fasor está especificado por $8.7 + j5.0$ V.

14.2.1 Ecuaciones fasoriales

Considere un fasor que representa la senoide de amplitud unitaria de $x = \operatorname{sen} \omega t$. Al diferenciar la senoide se obtiene $dx/dt = \omega \operatorname{cos} \omega t$. Pero esto también se puede escribir como $dx/dt = \omega \operatorname{sen}(\omega t + 90^\circ)$. Es decir, la diferenciación sólo produce un fasor con una longitud aumentada por un factor igual a ω y con un giro de 90° respecto al fasor original. Por lo tanto, en la notación de los números complejos, el fasor original se debe multiplicar por $j\omega$, dado que la multiplicación por j equivale a girar 90° .

Entonces, la ecuación diferencial

$$a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_0 y$$

se puede escribir, en notación compleja, como la **ecuación fasorial**:

$$j\omega a_1 X + a_0 X = b_0 Y$$

donde las literales en negritas, no cursivas, indican que los datos se refieren a fasores. Se puede decir que la ecuación diferencial, que era una ecuación en el

dominio del tiempo, se transformó en una ecuación en el **dominio de la frecuencia**. La ecuación en el dominio de la frecuencia se puede escribir como

$$(j\omega a_1 + a_0)X = b_0Y$$

$$\frac{X}{Y} = \frac{b_0}{j\omega a_1 + a_0}$$

Sin embargo, en la sección 13.2, cuando la misma ecuación diferencial se expresó en el dominio de s , se tenía:

$$G(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{b_0}{a_1 s + a_0}$$

Al sustituir s por $j\omega$ se obtiene la misma ecuación. Ocurre que siempre se puede hacer esto para pasar del dominio de s al dominio de la frecuencia. Este resultado lleva a la definición de **función de respuesta en frecuencia** o **función de transferencia en frecuencia** $G(j\omega)$ en estado permanente o estable, como

$$G(j\omega) = \frac{\text{fasor de salida}}{\text{fasor de entrada}}$$

Para ilustrar lo anterior se determinará la función de respuesta en frecuencia de un sistema cuya función de transferencia es

$$G(s) = \frac{1}{s + 1}$$

La función de respuesta en frecuencia se obtiene al sustituir s por $j\omega$. Por lo tanto,

$$G(j\omega) = \frac{1}{j\omega + 1}$$

14.3

Respuesta en frecuencia

El procedimiento para determinar la respuesta en frecuencia de un sistema es el siguiente:

1. Reemplace s en la función de transferencia por $j\omega$ para dar la función de respuesta en frecuencia.
2. La relación de amplitud entre la salida y la entrada es entonces la magnitud de la función de respuesta en frecuencia, es decir, $\sqrt(x^2 + y^2)$.
3. El ángulo de fase entre la salida y la entrada está dada por $\tan \phi = y/x$ o el radio de las partes reales e imaginarias del número complejo que representa la función de respuesta en frecuencia.

14.3.1 Respuesta en frecuencia de un sistema de primer orden

Un sistema de primer orden tiene una función de transferencia que se escribe como

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s}$$

donde τ es el tiempo constante del sistema (vea la sección 13.2). La función de respuesta en frecuencia $G(j\omega)$ se puede obtener al reemplazar s por $j\omega$. Por lo tanto,

$$G(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau}$$

Se puede poner esto en una forma más conveniente al multiplicar el dividendo y el divisor de la expresión por $(1 - j\omega\tau)$ para dar

$$G(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau} \times \frac{1 - j\omega\tau}{1 - j\omega\tau} = \frac{1 - j\omega\tau}{1 + j^2\omega^2\tau^2}$$

Pero $j^2 = -1$, entonces

$$G(j\omega) = \frac{1}{1 + \omega^2\tau^2} - j \frac{\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2}$$

Esto tiene la forma $x + jy$ y así, debido a que $G(j\omega)$ es el fasor de salida dividido entre el fasor de entrada, se tiene el tamaño del fasor de salida más grande que el del fasor de entrada por un factor que se escribe como $|G(j\omega)|$, con

$$|G(j\omega)| = \sqrt{x^2 + y^2} = \sqrt{\left(\frac{1}{1 + \omega^2\tau^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2}\right)^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}$$

$|G(j\omega)|$ indica qué tan grande es la amplitud de la salida con respecto a la amplitud de la entrada. Por lo general, esto es referido como la **magnitud** o **ganancia**. La diferencia de fase ϕ entre el fasor de salida y el fasor de entrada está dado por

$$\tan \phi = \frac{y}{x} = -\omega\tau$$

El signo negativo indica que el fasor de salida se rezaga detrás del fasor de salida por este ángulo.

Los siguientes ejemplos muestran lo anterior:

- Determine la función de respuesta en frecuencia, la magnitud y fase de un sistema (un circuito eléctrico con un resistor en serie con un capacitor a través del cual se toma la salida) que tiene una función de transferencia de

$$G(s) = \frac{1}{RCs + 1}$$

La función de respuesta en frecuencia se puede obtener al sustituir $j\omega$ por s y así

$$G(j\omega) = \frac{1}{j\omega RC + 1}$$

Se puede multiplicar el dividendo y el divisor de la ecuación anterior por $1 - j\omega RC$ y luego reordenar el resultado para dar

$$G(j\omega) = \frac{1}{1 + \omega^2(RC)^2} - j \frac{\omega(RC)}{1 + \omega^2(RC)^2}$$

Por lo tanto,

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2(RC)^2}}$$

y $\tan \phi = -\omega RC$.

2. Determine la magnitud y fase de la salida de un sistema cuando está sujeto a una entrada senoidal de $2 \operatorname{sen}(3t + 60^\circ)$ si tiene una función de transferencia de

$$G(s) = \frac{4}{s + 1}$$

La función de respuesta en frecuencia se obtiene al reemplazar s por $j\omega$. Entonces

$$G(j\omega) = \frac{4}{j\omega + 1}$$

Al multiplicar el dividendo y el divisor de la ecuación por $(-j\omega + 1)$,

$$G(j\omega) = \frac{-j4\omega + 4}{\omega^2 + 1} = \frac{4}{\omega^2 + 1} - j \frac{4\omega}{\omega^2 + 1}$$

La magnitud es

$$|G(j\omega)| = \sqrt{x^2 + y^2} = \sqrt{\frac{4^2}{(\omega^2 + 1)^2} + \frac{4^2\omega^2}{(\omega^2 + 1)^2}} = \frac{4}{\sqrt{\omega^2 + 1}}$$

y el ángulo de fase está dado por $\tan \phi = y/x$ y así

$$\tan \phi = -\omega$$

Para la entrada especificada se tiene $\phi = 3$ rad/s. La magnitud es, por lo tanto,

$$|G(j\omega)| = \frac{4}{\sqrt{3^2 + 1}} = 1.3$$

y la fase está dada por $\tan \phi = -3$. Así, $\phi = -72^\circ$. Éste es el ángulo de fase entre la entrada y la salida. Así, la salida es $2.6 \operatorname{sen}(3t - 12^\circ)$.

14.3.2 Respuesta en frecuencia para un sistema de segundo orden

Considere un sistema de segundo orden con la función de transferencia (vea la sección 13.3)

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

donde ω_n es la frecuencia angular natural y ζ es el factor de amortiguamiento relativo. La función de respuesta en frecuencia se obtiene al reemplazar s por $j\omega$. Así,

$$\begin{aligned} G(j\omega) &= \frac{\omega_n^2}{-\omega^2 + j2\zeta\omega\omega_n + \omega_n^2} = \frac{\omega_n^2}{(\omega_n^2 - \omega^2) + j2\zeta\omega_n} \\ &= \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right] + j2\zeta\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)} \end{aligned}$$

Al multiplicar el dividendo y el divisor de la expresión por

$$\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right] - j2\zeta\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)$$

se obtiene

$$G(j\omega) = \frac{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right] - j2\zeta\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left[2\zeta\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)\right]^2}$$

Ésta es de la forma $x + jy$ y así, dado que $G(j\omega)$ es el fasor de salida dividido entre el fasor de entrada, se tiene el tamaño o magnitud del fasor de salida más grande que el del fasor de entrada por un factor dado por $\sqrt{x^2 + y^2}$ como

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left[2\zeta\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)\right]^2}}$$

La diferencia de fase ϕ entre la entrada y la salida está dada por $\tan \phi = x/y$ y así

$$\tan \phi = -\frac{2\zeta\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

El signo menos es porque la fase de salida se rezaga detrás de la entrada.

14.4

Diagramas de Bode

La respuesta en frecuencia de un sistema es el conjunto de valores de la magnitud $|G(j\omega)|$ y el ángulo de fase ϕ que se presentan cuando una señal de entrada senoidal varía en un intervalo de frecuencias. Esto se puede expresar como dos gráficas, una de la magnitud $|G(j\omega)|$ trazada contra la frecuencia angular ω y la otra de la fase ϕ graficada contra ω . La magnitud y la frecuencia angular se grafican en escalas logarítmicas. A estas dos gráficas se les llama **diagrama de Bode**.

La magnitud se expresa en unidades de decibeles (dB):

$$|G(j\omega)| \text{ en dB} = 20 \log_{10}|G(j\omega)|$$

Por ejemplo, una magnitud de 20 dB significa que

$$20 = 20 \log_{10}|G(j\omega)|$$

entonces $1 = \log_{10}|G(j\omega)|$ y $10^1 = |G(j\omega)|$. Así, una magnitud de 20 dB significa que la magnitud es 10, por lo tanto, la amplitud de salida es diez veces la de entrada. Una magnitud de 40 dB significa una magnitud de 100 y que la amplitud de salida es 100 veces la de entrada.

14.4.1 Diagrama de Bode para $G(s) = K$

Considere el diagrama de Bode de un sistema cuya función de transferencia es $G(s) = K$, donde K es una constante. La función de respuesta en frecuencia es, por lo tanto, $G(j\omega) = K$. La magnitud es $|G(j\omega)| = K$ y en decibeles es $|G(j\omega)| = 20 \log K$. El trazo de la magnitud es entonces una línea de

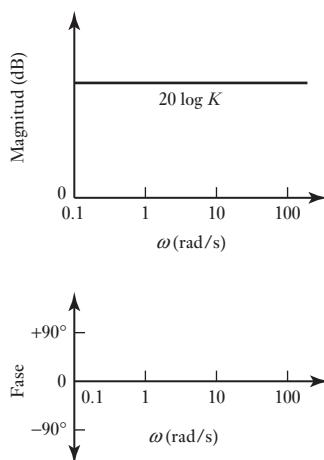


Figura 14.3 Diagrama de Bode para $G(s) = K$.

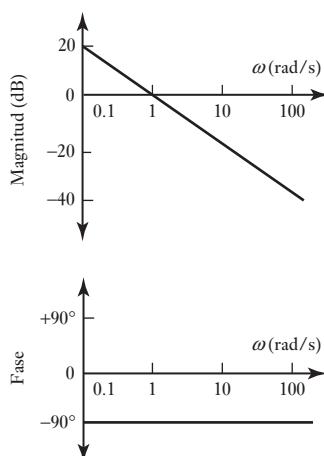


Figura 14.4 Diagrama de Bode para $G(s) = 1/s$.

magnitud constante, y al cambiar K lo único que sucede es que la magnitud sube o baja cierto número de decibeles. La fase es cero. La Figura 14.3 muestra el diagrama de Bode.

14.4.2 Diagrama de Bode para $G(s) = 1/s$

Considere el diagrama de Bode de un sistema cuya función de transferencia es $G(s) = 1/s$. La función de respuesta en frecuencia $G(j\omega)$ es $1/j\omega$. Al multiplicar esto por j/j se obtiene $G(j\omega) = -j/\omega$. Así, la magnitud $|G(j\omega)|$ es $1/\omega$. En decibeles es igual a $20 \log(1/\omega) = -20 \log \omega$. Cuando $\omega = 1 \text{ rad/s}$, la magnitud es 0. Cuando $\omega = 10 \text{ rad/s}$, es -20 dB . Cuando $\omega = 100 \text{ rad/s}$ la magnitud es -40 dB . Cada vez que la frecuencia angular aumenta diez veces, la magnitud disminuye -20 dB . El trazo de la magnitud es entonces una línea recta con pendiente de -20 dB por década de frecuencia y la cual pasa por 0 dB cuando $\omega = 1 \text{ rad/s}$. La fase de este sistema es

$$\tan \phi = \frac{-\frac{1}{\omega}}{0} = -\infty$$

Por lo tanto, $\omega = -90^\circ$ para todas las frecuencias. La Figura 14.4 ilustra el diagrama de Bode.

14.4.3 Diagrama de Bode para un sistema de primer orden

Considere el diagrama de Bode para un sistema de primer orden para el cual la función de transferencia está dado por

$$G(s) = \frac{1}{\tau s + 1}$$

La función de respuesta en frecuencia es entonces

$$G(j\omega) = \frac{1}{j\omega\tau + 1}$$

La magnitud (vea la sección 14.2.1) es entonces

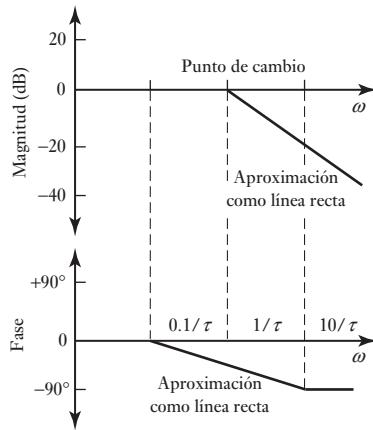
$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}$$

En decibeles esto es

$$20 \log\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}\right)$$

Cuando $\omega \ll 1/\tau$, entonces $\omega^2\tau^2$ es insignificante comparado con 1 y así la magnitud es $20 \log 1 = 0 \text{ dB}$. Dado que a frecuencias bajas hay un trazo de magnitud en línea recta con un valor constante de 0 dB. Para frecuencias más altas, cuando $\omega \gg 1/\tau$, $\omega^2\tau^2$ es mucho mayor que 1, de manera que puede ser insignificante. La magnitud es entonces $20 \log(1/\omega\tau)$, es decir, $-20 \log \omega\tau$. Ésta es una línea recta de pendiente -20 dB por década de frecuencia que interseca la línea 0 dB cuando $\omega\tau = 1$, es decir, cuando $\omega = 1/\tau$. La Figura

Figura 14.5 Diagrama de Bode para sistema de primer orden.



14.5 muestra estas líneas para frecuencias altas y bajas con su intersección, o así llamadas **punto de rompimiento** o **frecuencia de esquina**, en $\omega = 1/\tau$. A las dos líneas rectas se les llama aproximación asintótica en el trazo verdadero. El trazo verdadero redondea la intersección de dos líneas. La diferencia entre el trazo verdadero y la aproximación es un máximo de 3 dB al punto de rompimiento.

La fase para el sistema de primer orden (vea la sección 14.2.1) está dada por $\tan \phi = -\omega\tau$. En frecuencias bajas, cuando τ es menor que $0.1/\tau$, la fase es virtualmente -90° . Entre estos dos extremos el ángulo de fase se puede considerar para dar una línea recta razonable en el diagrama de Bode (Figura 14.5). El error máximo al asumir la línea recta es de 5.5° .

Un ejemplo de este sistema es un filtro RC (vea la sección 13.2.2), es decir, una resistencia R en serie con una capacitancia C con la salida como voltaje a través del capacitor. Éste tiene una función de transferencia de $1/(RCs + 1)$ y en consecuencia una función de respuesta en frecuencia de $1/(j\omega\tau + 1)$ donde $\tau = RC$. El diagrama de Bode se muestra en la Figura 14.5.

14.4.4 Diagrama de Bode para un sistema de segundo orden

Considere un sistema de segundo orden con una función de transferencia de

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

La función de respuesta en frecuencia se obtiene al reemplazar s por $j\omega$:

$$G(j\omega) = \frac{\omega_n^2}{-\omega^2 + j2\zeta\omega_n\omega + \omega_n^2}$$

La magnitud es entonces (vea la sección 14.3.2).

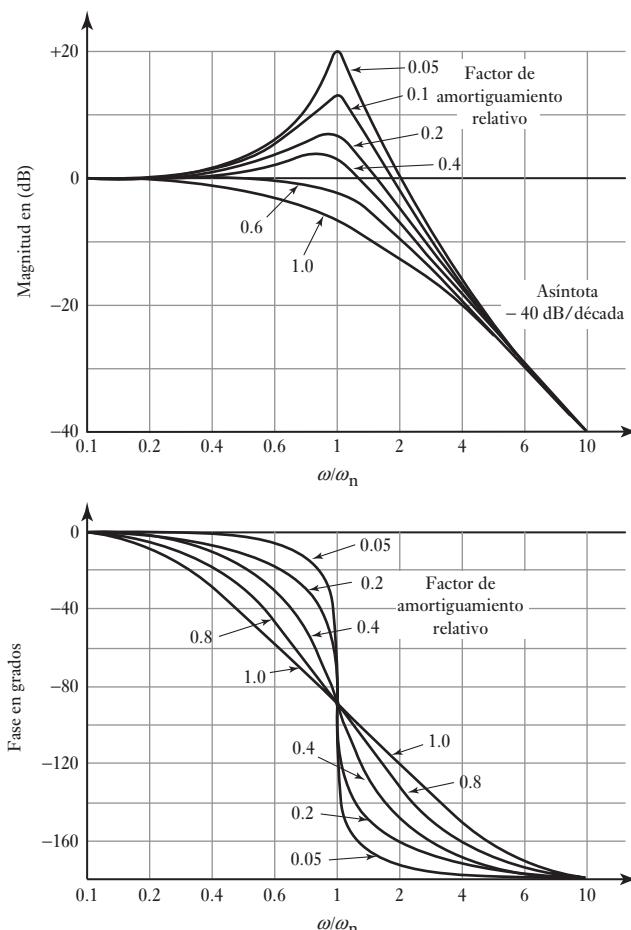
$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left[2\zeta\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)\right]^2}}$$

Así, en decibeles, la magnitud es

$$\begin{aligned} 20 \log \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left[2\zeta\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)\right]^2}} \\ = -20 \log \sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left[2\zeta\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)\right]^2} \end{aligned}$$

Para $(\omega/\omega_n) \ll 1$ la magnitud se aproxima a $-20 \log 1$ o 0 dB y para $(\omega/\omega_n) \gg 1$ la magnitud se aproxima para $-20 \log(\omega/\omega_n)^2$. Así, cuando ω aumenta por un factor de 10 la magnitud aumenta por un factor de $-20 \log 100$ o -40 dB. Por lo tanto, a frecuencias bajas el trazo de la magnitud es una línea recta a 0 dB, mientras que a altas frecuencias es una línea recta de -40 dB por década de frecuencia. La intersección de estas dos líneas, es decir, el punto de rompimiento, esta en $\omega = \omega_n$. Por lo tanto, el trazo de la magnitud se da aproximadamente mediante estas dos líneas asintóticas. Sin embargo, el valor verdadero depende del factor de amortiguamiento relativo ζ . La Figura 14.6 muestra las dos líneas asintóticas y los trazos verdaderos para una cantidad de factores de amortiguamiento relativo.

Figura 14.6 Diagrama de Bode para un sistema de segundo orden.



La fase se obtiene por (vea la sección 14.3.2).

$$\tan \phi = -\frac{2\zeta\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

Para $(\omega/\omega_n) \ll 1$, por ejemplo, $(\omega/\omega_n) = 0.2$, entonces $\tan \phi$ es aproximadamente 0 y así $\phi = 0^\circ$. Para $(\omega/\omega_n) \gg 1$, por ejemplo, $(\omega/\omega_n) = 5$, $\tan \phi$ es aproximadamente $-(-\infty)$, y así, $\phi = -180^\circ$. Cuando $\omega = \omega_n$, entonces se tiene $\tan \phi = -\infty$, y así, $\phi = -90^\circ$. Una aproximación razonable esta dada por el trazo de una línea recta a través de -90° en $\omega = \omega_n$ y los puntos 0° en $(\omega/\omega_n) = 0.2$ y -180° en $(\omega/\omega_n) = 5$. La Figura 14.6 muestra la gráfica.

14.4.5 Construcción de diagramas de Bode

Considere un sistema que incluye una cantidad de elementos en serie. La función de transferencia del sistema como un todo se obtiene por (vea la sección 13.4)

$$G(s) = G_1(s)G_2(s)G_3(s)\dots$$

Por lo tanto, la función de respuesta en frecuencia para un sistema de dos elementos, cuando s es reemplazada por $j\omega$, es

$$G(j\omega) = G_1(j\omega)G_2(j\omega)$$

Se escribe la función de transferencia $G_1(j\omega)$ como un número complejo (vea la sección 14.2).

$$x + jy = |G_1(j\omega)| (\cos \phi_1 + j \sin \phi_1)$$

Donde $|G(j\omega)|$ es la magnitud y ϕ_1 la fase de la función de respuesta en frecuencia. De manera similar, se puede escribir $G_2(j\omega)$ como

$$|G_2(j\omega)| (\cos \phi_2 + j \sin \phi_2)$$

Así,

$$\begin{aligned} G(j\omega) &= |G_1(j\omega)| (\cos \phi_1 + j \sin \phi_1) \times |G_2(j\omega)| (\cos \phi_2 + j \sin \phi_2) \\ &= |G_1(j\omega)| |G_2(j\omega)| [\cos \phi_1 \cos \phi_2 \\ &\quad + j(\sin \phi_1 \cos \phi_2 + \cos \phi_1 \sin \phi_2) + j^2 \sin \phi_1 \sin \phi_2] \end{aligned}$$

Pero $j^2 = -1$ y, dado que $\cos \phi_2 \cos \phi_2 - \sin \phi_1 \sin \phi_2 = \cos(\phi_1 + \phi_2)$ y $\sin \phi_1 \cos \phi_2 + \cos \phi_1 \sin \phi_2 = \sin(\phi_1 + \phi_2)$, entonces

$$G(j\omega) = |G_1(j\omega)| |G_2(j\omega)| [\cos(\phi_1 + \phi_2) + j \sin(\phi_1 + \phi_2)]$$

La función de respuesta en frecuencia del sistema tiene una magnitud que es el producto de las magnitudes de los elementos separados y una fase que es la suma de las fases de los elementos separados, es decir,

$$|G(j\omega)| = |G_1(j\omega)| |G_2(j\omega)| |G_3(j\omega)| \dots$$

$$\phi = \phi_1 + \phi_2 + \phi_3 + \dots$$

Ahora, si se considera el diagrama de Bode donde los logaritmos de las magnitudes se determinan,

$$\log |G(j\omega)| = \log |G_1(j\omega)| + \log |G_2(j\omega)| + \log |G_3(j\omega)| + \dots$$

De esta forma se obtiene el diagrama de Bode de un sistema al añadir los diagramas de Bode de las magnitudes de los elementos constituyentes. Asimismo, el diagrama de fase se obtiene al añadir las fases de los elementos constituyentes.

Mediante el uso de una cantidad de elementos básicos, los diagramas de Bode para un amplio rango de sistemas se pueden conseguir con facilidad. Los elementos básicos que se utilizan son:

1. $G(s) = K$ da el diagrama de Bode que se muestra en la Figura 14.3.
2. $G(s) = 1/s$ da el diagrama de Bode que se muestra en la Figura 14.4.
3. $G(s) = s$ da un diagrama de Bode que es una imagen reflejada de él en la Figura 14.4. $|G(j\omega)| = 20 \text{ dB}$ por década de frecuencia, que pasa a través de 0 dB en $\omega = 1 \text{ rad/s}$. ϕ es constante a 90° .
4. $G(s) = 1/(ts + 1)$ da el diagrama de Bode que se muestra en la Figura 14.5.
5. $G(s) = ts + 1$ da un diagrama de Bode que es una imagen reflejada de él en la Figura 14.5. Para el diagrama de magnitud, el punto de rompimiento es en $1/\tau$ con la primera línea en 0 dB y después de ésta en una pendiente de 20 dB por década de frecuencia. La fase es cero en $0.1/\tau$ y se eleva a $+90^\circ$ en $10/\tau$.
6. $G(s) = \omega_n^2/(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)$ da el diagrama de Bode que se muestra en la Figura 14.6.
7. $G(s) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)/\omega_n^2$ da un diagrama de Bode que es una imagen reflejada de él en la Figura 14.6.

Para ilustrar lo anterior, considere el trazo de las asíntotas del diagrama de Bode para un sistema que cuenta con una función de transferencia de

$$G(s) = \frac{10}{2s + 1}$$

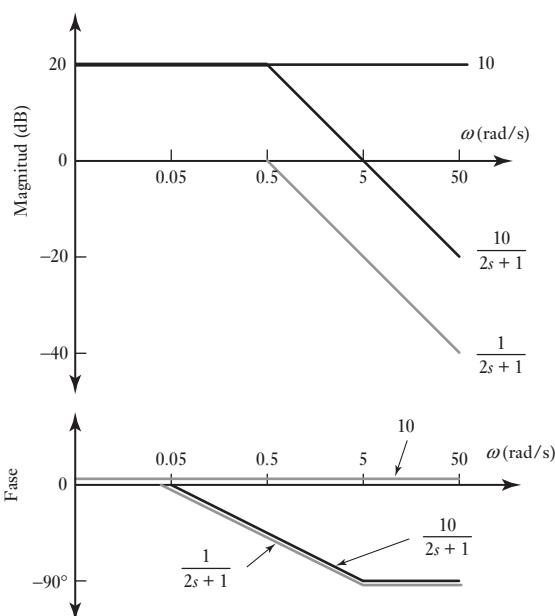
La función de transferencia consta de dos elementos, uno con una función de transferencia de 10 y el otro con una función de transferencia de $1/(2s + 1)$. El diagrama de Bode se puede trazar para cada una de éstas y luego sumarlos para obtener el diagrama requerido. El diagrama de Bode para la función de transferencia 10 será de la forma que se da en la Figura 14.3, con $K = 10$ y esa para $1/(2s + 1)$ como la que se da en la Figura 14.5 con $\tau = 2$. El resultado se muestra en la Figura 14.7.

Considere otro ejemplo, el trazo de las asintóticas del diagrama de Bode para un sistema que cuenta con una función de transferencia de

$$G(s) = \frac{2.5}{s(s^2 + 3s + 25)}$$

La función de transferencia consta de tres componentes: uno con función de transferencia de 0.1, otro con una función de transferencia de $1/s$ y el último con función de transferencia de $25/(s^2 + 3s + 25)$. La función de transferencia de 0.1 dará un diagrama de Bode como el de la Figura 14.3 con $K = 0.1$. La función de transferencia de $1/s$ dará un diagrama de Bode como el de la Figura 14.4. La función de transferencia de $25/(s^2 + 3s + 25)$ se puede representar como $\omega_n^2/(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)$ con $\omega_n = 5 \text{ rad/s}$ y $\zeta = 0.3$. El punto de rompimiento entonces será cuando $\omega = \omega_n = 5 \text{ rad/s}$. La asintótica para la fase pasa a través de -90° en el punto de rompimiento, y es 0° cuando se tiene $(\omega/\omega_n) = 0.2$ y -180° cuando $(\omega/\omega_n) = 5$. En la Figura 14.8 se muestra el trazo resultante.

Figura 14.7 Construcción de un diagrama de Bode.



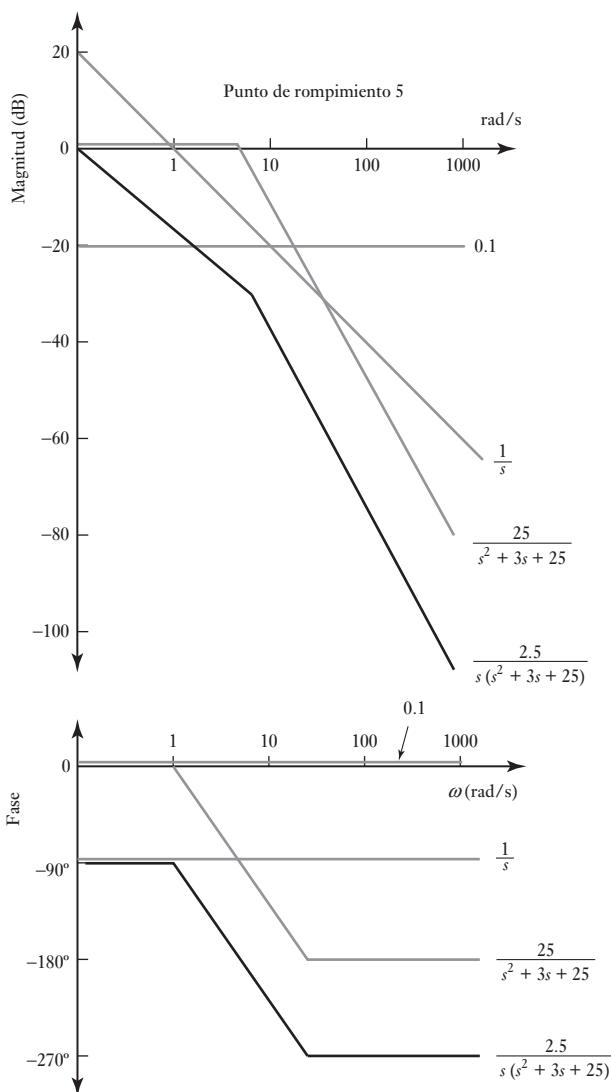
El método anterior para obtener un diagrama de Bode mediante la construcción de sus elementos constituyentes, al utilizar las aproximaciones de línea recta, se usa bastante, pero ahora en la era de la computación no es tan necesario.

14.4.6 Sistemas de identificación

Si se determina de manera experimental el diagrama de Bode para un sistema tomando en cuenta su respuesta a una entrada senoidal, entonces se puede obtener la función de transferencia para el sistema. Básicamente se trazan las asíntotas en la magnitud del diagrama de Bode y se consideran sus pendientes. La curva de ángulo de fase se utiliza para revisar los resultados obtenidos de los análisis de magnitud.

1. Si la pendiente en bajas frecuencias antes que la primera frecuencia de esquina es cero, entonces no hay elemento s o $1/s$ en la función de transferencia. El elemento K en el numerador de la función de transferencia se puede obtener del valor de la magnitud de baja frecuencia; la magnitud en dB = $20 \log K$.
2. Si la pendiente inicial a bajas frecuencias es -20 dB/década, entonces la función de transferencia tiene un elemento $1/s$.
3. Si la pendiente se vuelve más negativa en una frecuencia de esquina de 20 dB/década, hay un término $(1 + s/\omega_c)$ en el denominador de la función de transferencia, con ω_c como la frecuencia de esquina en la cual ocurre el cambio. Dichos términos pueden ocurrir en más de una frecuencia de esquina.
4. Si la pendiente se vuelve más positiva a una frecuencia de esquina de 20 dB/década, hay un término $(1 + s/\omega_c)$ en el numerador de la función de transferencia, con ω_c como la frecuencia en la que ocurre el cambio. Estos términos pueden ocurrir en más de una frecuencia de esquina.
5. Si la pendiente en una frecuencia de esquina se vuelve más negativa de 40 dB/década, hay un término $(s^2/\omega_c^2 + 2\zeta s/\omega_c + 1)$ en el denominador de la función de transferencia. El factor de amortiguamiento relativo ζ se

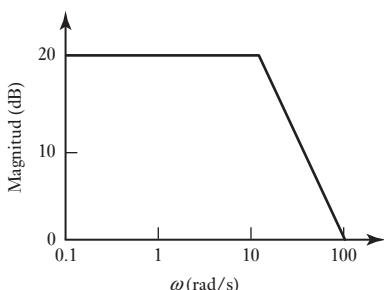
Figura 14.8 Construcción de un diagrama de Bode.



puede encontrar al tomar en cuenta el detalle del diagrama de Bode en una frecuencia de esquina, como en la Figura 14.6

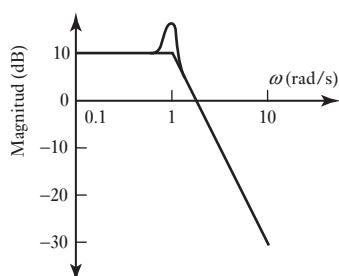
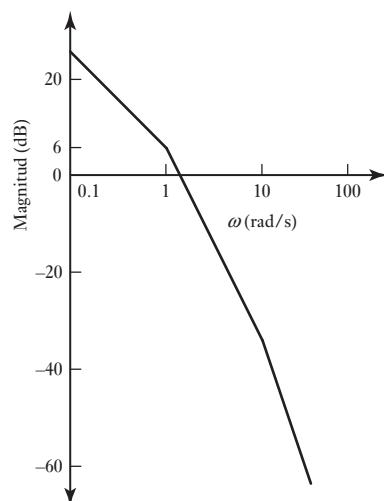
- Si la pendiente de la frecuencia de esquina se vuelve más positiva por 40 dB/década, hay un término $(s^2/\omega_c^2 + 2\zeta s/\omega_c + 1)$ en el numerador de la función de transferencia. El factor de amortiguamiento relativo ζ se puede encontrar al considerar el detalle de la frecuencia del diagrama de Bode, como en la Figura 14.6.
- Si la pendiente de baja frecuencia no es cero, el término K en el numerador de la función de transferencia se puede determinar al considerar el valor de la asíntota de baja frecuencia. En bajas frecuencias muchos términos en las funciones de transferencia pueden ser insignificantes y la ganancia en dB aproximada a $20 \log(K/\omega^2)$. Así, en $\omega = 1$ la ganancia en dB es aproximada a $20 \log K$.

Como ejemplo de lo anterior, considere el diagrama de magnitud de Bode que se muestra en la Figura 14.9. La pendiente inicial es 0 y así no hay término

Figura 14.9 Diagrama de Bode.

$1/s$ o s en la función de transferencia. La ganancia inicial es 20 y así $20 = 20 \log K$ y $K = 10$. La pendiente cambia por -20 dB/década a una frecuencia de 10 rad/s. Por lo tanto hay un término que es $(1 + s/10)$ en el denominador. La función de transferencia es así $10/(1 + 0.1s)$.

Como otro ejemplo, considere la Figura 14.10. Hay una pendiente inicial de -20 dB/década y así un término $1/s$. En la esquina de la frecuencia 1.0 rad/s hay un cambio de -20 dB/década en la pendiente y así un término $1(1 + s/1)$. En la esquina de la frecuencia 10 rad/s hay un cambio de -20 dB/década más en la pendiente y así un término $1/(1 + s/10)$. En $\omega = 1$ la magnitud es 6 dB y por lo tanto $6 = 20 \log y K = 10^{6/20} = 2.0$. La función de transferencia es así $2.0/s(1 + s)(1 + 0.1s)$.

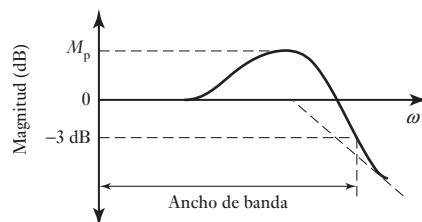
Figura 14.10 Diagrama de Bode.**Figura 14.11** Diagrama de Bode.

En la Figura 14.11 se muestra otro ejemplo del diagrama de Bode que tiene una pendiente inicial de cero cambia a -40 dB/década a 10 rad/s. La magnitud inicial es 10 dB y así $10 = 20 \log K$ y $K = 10^{0.5} = 3.2$. El cambio de -40 dB/década a 10 rad/s significa que hay un término $(s^2/10^2 + 2\zeta s/10 + 1)$ en el denominador. Por lo tanto, la función de transferencia es $3.2/(0.01s^2 + 0.2\zeta s + 1)$. El factor de amortiguamiento se puede obtener por comparación en el diagrama de Bode en las frecuencias de esquina con la Figura 14.6, sube cerca de 6 dB por arriba de la esquina y éste corresponde al factor de amortiguamiento de 0.2 . La función de transferencia es entonces $3.2/(0.01s^2 + 0.04s + 1)$.

14.5 Especificaciones de desempeño

Los términos que describen el comportamiento de un sistema cuando se somete a una entrada senoidal son el pico de resonancia y el ancho de banda. El **pico de resonancia** M_p se define como el valor máximo de la magnitud (Figura 14.12). Un valor grande del pico de resonancia corresponde a un valor grande del sobreceso máximo de un sistema. Un sistema de segundo orden se puede relacionar en forma directa con el factor de amortiguamiento relativo, comparando la respuesta con el diagrama de Bode de la Figura 14.6; un factor de amortiguamiento relativo bajo corresponde a un pico de resonancia alto.

Figura 14.12 Especificaciones de desempeño.



El **ancho de banda** se define como el intervalo de frecuencias dentro del cual la magnitud no es menor que -3 dB , las frecuencias en la que esto ocurre se conocen como frecuencias de punto límite. Con una magnitud expresada en unidades de decibeles (dB),

$$|G(j\omega)| \text{ en dB} = 20 \log_{10} |G(j\omega)|$$

y así

$$-3 = 20 \log_{10} |G(j\omega)|$$

y $|G(j\omega)| = 0.707$ así la amplitud ha caído a 0.707 de su valor inicial. Debido a que el poder de una forma de onda senoidal es el cuadrado de su amplitud, entonces la energía cayó a $0.707^2 = 0.5$ de su valor inicial. Así, el -3 dB es el punto límite, es el valor en decibeles en el cual la energía de la señal de entrada es atenuada para la mitad del valor de entrada. Para el sistema que da el diagrama de Bode en la Figura 14.12, el ancho de banda está espaciado entre la frecuencia cero y la frecuencia en la cual la magnitud cae por debajo de -3dB . Esto es típico de los sistemas de medición; a menudo no presentan atenuación en bajas frecuencias y la magnitud sólo degrada a frecuencias altas.

Como una muestra, el ejemplo descrito en la sección 13.2.2, inciso 1, la magnitud de un sistema (un circuito eléctrico con un resistor en serie con un capacitor a través del cual se toma la salida) con una función de transferencia de

$$G(s) = \frac{1}{RCs + 1}$$

fue determinada como

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2(RC)^2}}$$

Para que esta relación de magnitud sea 0.707, la frecuencia de punto límite ω_c se dio por

$$0.707 = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_c^2(RC)^2}}$$

$$1 + \omega_c^2(RC)^2 = (1/0.707)^2 = 2$$

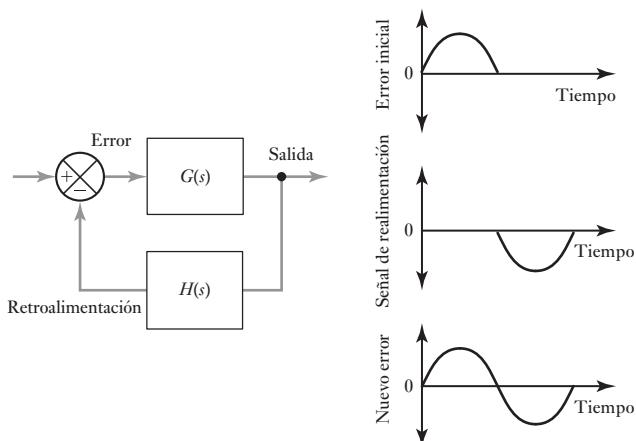
Por lo tanto $\omega_c = 1/RC$. A este circuito se le llama un filtro de paso bajo puesto que bajas frecuencias pasan a la salida con poca atenuación y las frecuencias más altas están atenuadas.

14.6

Estabilidad

Cuando la entrada a un sistema es senoidal, la salida también lo es y la frecuencia angular es la misma, pero puede tener una salida con una amplitud y una fase diferentes a las de la entrada. Considere un sistema de lazo cerrado con realimentación negativa (Figura 14.13) y sin entrada. Suponga que, por alguna razón, la señal de error del sistema es un pulso senoidal con rectificación de media onda y que esta señal llega a la salida, se realimenta y llega al elemento comparador sin modificar su amplitud, pero con un retraso de medio ciclo, es decir, con un cambio de fase de 180° , como se observa en la figura. Cuando esta señal se resta a la señal de entrada, se obtiene una señal de error que continúa el pulso inicial rectificado media onda. Este pulso regresa por medio del lazo de realimentación y de nuevo llega a tiempo para continuar la señal. Entonces, existe una oscilación autosustentada.

Figura 14.13 Oscilaciones autosustentadas.



Para que las oscilaciones autosustentadas se produzcan es necesario que la función de respuesta en frecuencia del sistema tenga una magnitud de 1 y una fase de -180° . El sistema por el que pasa la señal es $G(s)$ en serie con $H(s)$. Si la magnitud es menor que 1, la magnitud de cada uno de los pulsos de media onda siguientes será cada vez menor, hasta que la oscilación desaparece. Si la magnitud es mayor que 1, la magnitud de cada pulso será mayor que la del precedente, la señal se incrementa y el sistema es inestable.

1. Un sistema de control oscila con amplitud constante si la magnitud que resulta del sistema $G(s)$ en serie con $H(s)$ es 1 y la fase es -180° .
2. Un sistema de control oscila con amplitud cada vez menor si la magnitud que resulta del sistema $G(s)$ en serie con $H(s)$ es menor que 1 y la fase -180° .
3. Un sistema de control oscila con amplitud cada vez mayor y por lo mismo es inestable, si la magnitud resultante del sistema $G(s)$ en serie con $H(s)$ es mayor que 1 y la fase es -180° .

Para tener un buen sistema de control estable en general es necesario que la magnitud de $G(s)H(s)$ sea significativamente menor que 1. Por lo general, se utiliza un valor entre 0.4 y 0.5. Además, el ángulo de fase debe estar entre -115° y -125° . Estos valores producen un sistema de control poco subamortiguado, el cual produce, con una entrada escalón, alrededor de 20 o 30% de sobrepaso con una razón de decaimiento de cerca de 3 a 1 (consulte la explicación de estos términos en la sección 12.5).

Siempre es interesante saber qué tan estable es un sistema de control y si no tiene posibilidad de oscilar cuando se presenten pequeñas perturbaciones. El término **margen de ganancia** se aplica al factor por el cual se debe multiplicar la relación de la magnitud cuando la fase es de -180° para que tenga el valor 1 y este al borde de la inestabilidad. El término **margen de fase** se refiere al número de grados que el ángulo de fase es numéricamente menor que -180° cuando la magnitud es 1. Estas reglas significan un margen de ganancia entre 2 y 2.5 y un margen de fase entre 45° y 65° para un buen sistema de control estable.

Resumen

Se puede cubrir desde el dominio de s hasta el **dominio de frecuencia** al reemplazar s por $j\omega$. La **función de respuesta en frecuencia** es la función de transferencia cuando se transforma dentro del dominio de frecuencia.

La respuesta en frecuencia de un sistema es el conjunto de valores de la magnitud $|G(j\omega)|$ y el ángulo de fase ϕ que ocurre cuando una señal de entrada senoidal varía en un rango de frecuencias. Esto se puede expresar como dos gráficas, una de la magnitud $|G(j\omega)|$ trazada contra la frecuencia angular ω y la otra de la fase ϕ trazada contra ω . La magnitud y la frecuencia angular están determinadas mediante escalas logarítmicas. Este par de gráficas se conoce como **diagrama de Bode**.

Se puede obtener el diagrama de Bode de un sistema al sumar los diagramas de Bode de las magnitudes de los elementos constituyentes. Asimismo, el trazo de la fase se obtiene al sumar las fases de los elementos constituyentes.

La **resonancia pico** M_p es el valor máximo de la magnitud. El **ancho de banda** es la banda de frecuencia entre la cual la magnitud no cae por debajo de -3dB , las frecuencias en las cuales esto ocurre son llamadas frecuencias de punto límite.

Para que ocurran las oscilaciones autosustentadas con un sistema de realimentación, es decir, que estén en el límite de **inestabilidad**, se debe contar con un sistema que tiene una función de respuesta en frecuencia con una magnitud de 1 y una fase de -180° . El **margen de ganancia** es el factor por el cual el radio de magnitud debe multiplicarse cuando la fase es -180° para darle un valor de 1 y así estar en el límite de inestabilidad. El **margen de fase** es el número de grados mediante los cuales el ángulo de fase es numéricamente más pequeño que -180° cuando la magnitud es 1.

Problemas

14.1 ¿Cuáles son las magnitudes y los ángulos de fase de los sistemas cuyas funciones de transferencia son las siguientes?

$$(a) \frac{5}{s+2}, \quad (b) \frac{2}{s(s+1)}, \quad (c) \frac{1}{(2s+1)(s^2+s+1)}$$

14.2 ¿Cuál es la respuesta en estado estable de un sistema cuya función de transferencia es $1/(s+2)$, si su entrada es la señal senoidal $3 \sin(5t + 30^\circ)$?

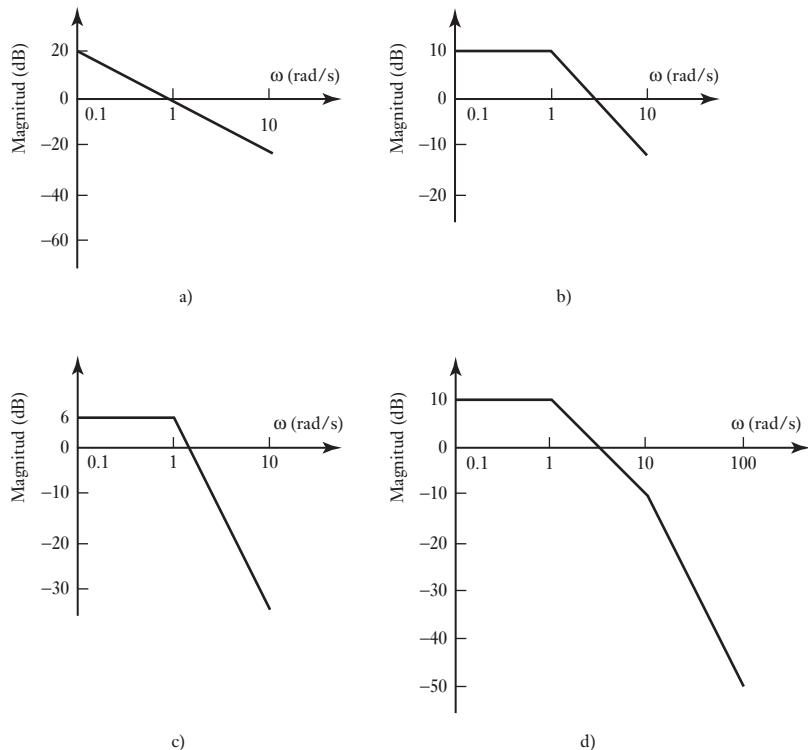
14.3 ¿Cuál es la respuesta en estado estable de un sistema con una función de transferencia $5/(s^2 + 3s + 10)$, si su entrada es la señal senoidal $2 \sin(2t + 70^\circ)$?

14.4 Determine los valores de las magnitudes y ángulos de fase, a las frecuencias angulares de i) 0 rad/s, ii) 1 rad/s, iii) 2 rad/s y iv) ∞ rad/s para sistemas con las siguientes funciones de transferencia: a) $1/[s(2s+1)]$ y b) $1/(3s+1)$.

14.5 Dibuje las asíntotas del diagrama de Bode para los sistemas que tienen funciones de transferencia: a) $10/[s(0.1s+1)]$ y b) $1/[(2s+1)(0.5s+1)]$.

14.6 Obtenga las funciones de transferencia de los sistemas dados en el diagrama de Bode de la Figura 14.14.

Figura 14.14 Problema 14.6.





Capítulo quince

Controladores en lazo cerrado

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Explicar el término error en estado estable.
- Explicar la operación del modo de control de dos posiciones.
- Predecir el comportamiento de los sistemas con control proporcional, integral, derivativo, proporcional integral, proporcional derivativo y PID.
- Describir cómo operan los controladores digitales.
- Explicar cómo se pueden sintonizar los controladores.

15.1

Procesos continuos y discretos

En esencia, el **control en lazo abierto** es sólo un control de encendido-apagado, por ejemplo, para calentar una habitación, un calentador eléctrico se enciende o se apaga. En los **sistemas de control en lazo cerrado**, el controlador se usa para comparar la salida de un sistema con la condición requerida y convertir el error que resulta en una acción de control diseñada para reducir el error. Éste puede deberse a algún cambio en las condiciones que se están controlando, o a la modificación del valor de interés, por ejemplo, cuando en el sistema se introduce una señal de entrada tipo escalón, para cambiar el valor establecido por uno nuevo. En este capítulo se estudiarán las maneras en que los controladores pueden reaccionar a las señales de error, es decir, los **modos de control**, que es como se les conoce, y que se presentan en procesos continuos. Los controladores pueden ser sistemas neumáticos o sistemas basados en amplificadores operacionales, aunque los sistemas de cómputo están reemplazando con rapidez a muchos de estos sistemas. El término **control digital directo** se usa cuando una computadora está en el lazo de realimentación y se encarga del control. Este capítulo trata el tema del control en lazo cerrado.

Muchos procesos no sólo necesitan controlar que una variable (por ejemplo, la temperatura) tenga un valor determinado, sino que también incluyen una secuencia de operaciones. Es el caso de una lavadora (vea la sección 1.5.5) donde se deben realizar varias acciones en una secuencia predeterminada. Otro ejemplo es la fabricación de un producto que incluye un sistema controlado que ensambla varias partes en una secuencia específica. La secuencia de operaciones puede estar **basada en el reloj** o **basada en los eventos**, o una combinación de éstas. En el primer caso las acciones se realizan en tiempos específicos, y en el segundo cuando la realimentación indica que ha ocurrido un evento en particular.

En muchos procesos puede haber una mezcla de control continuo y discreto. Por ejemplo, en una lavadora de ropa habrá un control de secuencia para las varias partes del ciclo de lavado con realimentación de control en lazo de la temperatura del agua caliente y el nivel del agua.

15.1.1 Sistemas en lazo abierto y en lazo cerrado

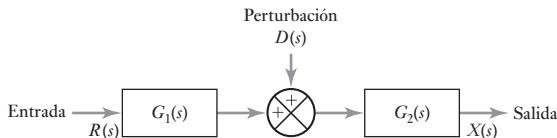
Los sistemas en lazo cerrado difieren de los sistemas en lazo abierto en que tienen retroalimentación. Un sistema en lazo abierto es aquel en el que la señal de entrada no depende automáticamente del proceso real de salida. En un sistema de lazo cerrado hay una retroalimentación desde la salida para modificar la entrada de manera que el sistema mantiene la salida requerida.

Una consecuencia de tener retroalimentación es que ahí se da una reducción de los efectos de señales de perturbación en el sistema. Una señal de perturbación es el tipo de señal que no se desea porque afecta la señal de salida de un sistema. Todos los sistemas físicos están sujetos a algunas formas de señales extrañas durante su operación. En el caso de un motor eléctrico este tipo de señal podría ser el ruido de la escobilla o del interruptor.

Considere el efecto de perturbaciones externas en toda la ganancia de un sistema en lazo abierto. La Figura 15.1 muestra un sistema en lazo abierto de dos elementos, con una perturbación que provoca una entrada entre los dos elementos. Para una entrada de referencia $R(s)$ al sistema, el primer elemento proporciona una salida de $G_1(s)R(s)$. A esto se le agregó la perturbación $D(s)$ para dar una entrada de $G_1(s)R(s) + D(s)$. Entonces toda la salida $X(s)$ del sistema será

$$X(s) = G_2(s)[G_1(s)R(s) + D(s)] = G_1(s)G_2(s)R(s) + G_2(s)D(s)$$

Figura 15.1 Perturbación en un sistema de lazo abierto.



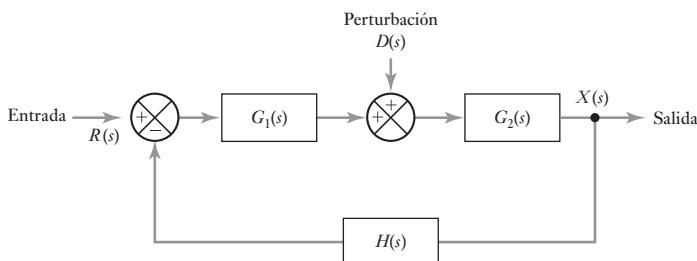
Para el sistema comparable con retroalimentación negativa (Figura 15.2), la entrada del primer elemento de adelanto $G_1(s)$ es $R(s) - H(s)X(s)$ y por tanto su salida es $G_1(s)[R(s) - H(s)X(s)]$. La entrada a $G_2(s)$ es $G_1(s)[R(s) - H(s)X(s)] + D(s)$ y por tanto su salida es

$$X(s) = G_2(s)\{G_1(s)[R(s) - H(s)X(s)] + D(s)\}$$

Entonces

$$X(s) = \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)}R(s) + \frac{G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)}D(s)$$

Figura 15.2 Perturbación en un sistema de lazo cerrado.



La comparación de lo anterior con la ecuación del sistema de lazo abierto indica que con el sistema de lazo cerrado el efecto de la perturbación sobre la salida del sistema se ha reducido en un factor de $[1 + G_1(s)G_2(s)H(s)]$. Al haber retroalimentación el efecto de una perturbación se reduce.

15.2**Terminología**

Los siguientes términos por lo común se utilizan al estudiar los controladores en lazo cerrado.

15.2.1 Retraso

En todos los sistemas de control hay **retrasos**; esto es, el cambio en una condición que se está controlando no produce de manera inmediata una respuesta correctiva del sistema de control. Esto se debe a que el sistema requiere tiempo para producir las respuestas necesarias. Por ejemplo, cuando se controla la temperatura de una habitación mediante un sistema de calefacción central habrá un retraso entre el momento en que la temperatura baja a menos de la temperatura requerida y el momento en que el sistema de control responde y enciende el calentador. Éste no es el único retraso. Aun cuando el sistema de control responde, la respuesta de la temperatura de la habitación se retrasa porque pasa el tiempo para que el calor se transfiera del calentador al aire de la habitación.

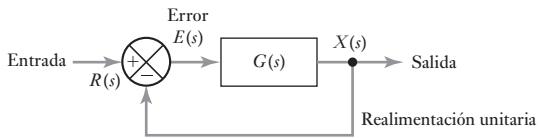
15.2.2 Error en estado estable

Un sistema de control en lazo cerrado utiliza una medida del sistema de salida y una comparación de su valor con la salida deseada para generar una señal de error. En el controlador se produce una señal de error como resultado de un cambio en la variable que se está controlando, o en el valor de entrada establecido. Por ejemplo, se introduce una señal tipo rampa al sistema a fin de que la variable controlada aumente de manera constante con el tiempo. Cuando ocurre un cambio hay algunos efectos transitorios que, sin embargo, desaparecen con el tiempo. El término **error en estado estable** se refiere a la diferencia entre el valor de entrada establecido y la salida una vez que todos los transitorios desaparecen. Es una medida de la exactitud del sistema de control para seguir el valor de entrada establecido. Siempre que se presente un error, la salida *no* está en la salida deseada.

Considere un sistema de control con realimentación unitaria (Figura 15.1). Si la entrada de referencia es $R(s)$, la salida es $X(s)$. La señal de realimentación es $X(s)$, por lo que la señal de error es $E(s) = R(s) - X(s)$. Si $G(s)$ es la función de transferencia de la trayectoria directa, entonces para el sistema completo con realimentación unitaria se tiene

$$\frac{X(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)}$$

Figura 15.3 Realimentación unitaria.



Por lo tanto,

$$E(s) = R(s) - X(s) = R(s) - \frac{G(s)R(s)}{1 + G(s)} = \frac{1}{1 + G(s)}R(s)$$

Por lo tanto, el error depende de $G(s)$.

Para determinar el error en estado estable, se determina cuál es el error e como función del tiempo y después se determina cuál es el valor del error cuando todos los transitorios desaparecen, es decir, el error cuando t tiende a infinito. Si bien es posible obtener la inversa de $E(s)$ y luego calcular su valor cuando $t \rightarrow \infty$, existe un método más sencillo basado en el **teorema del valor final** (vea el apéndice A), esto involucra calcular el valor de $sE(s)$ cuando s tiende a cero.

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s)$$

Para ilustrar lo anterior, considere un sistema con realimentación unitaria con función de transferencia de la trayectoria directa $k/(\tau s + 1)$, y sujeto a una señal tipo escalón unitario $1/s$.

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left[s \frac{1}{1 + k/(\tau s + 1)} \frac{1}{s} \right] = \frac{1}{1 + k}$$

Entonces existe un error en estado estable; la salida del sistema nunca alcanza el valor predeterminado. Al aumentar la ganancia k del sistema se puede reducir este error en estado estable.

La trayectoria directa puede ser un controlador con una ganancia de k y un sistema con una función de transferencia $1/(\tau s + 1)$. Esta ganancia de controlador es conocida como controlador proporcional. El error en estado estable en este caso se denomina **reajuste**, que se puede minimizar al aumentar la ganancia.

Sin embargo, si el sistema con realimentación unitaria tuviera una función de transferencia de la trayectoria directa $k/s(\tau s + 1)$ y en él se introdujera una entrada escalón, el error en estado estable sería

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left[s \frac{1}{s(1 + k/\tau s + 1)} \frac{1}{s} \right] = 0$$

En este sistema no existe error en estado estable. En este caso, la trayectoria directa puede ser un controlador con una ganancia de k/s y un sistema con una función de transferencia $1/(\tau s + 1)$. Esta ganancia de controlador se conoce como controlador integral y no produce reajuste. Por lo tanto, al combinar un controlador integral con uno proporcional es posible eliminar el reajuste. Al agregar un controlador derivativo éste permite al controlador responder más rápido a los cambios.

* N.E. Reajuste u offset.

15.2.3 Modos de control

Una unidad de control puede reaccionar de varias maneras ante una señal de error y proporcionar señales de salida para que actúen los elementos correctores:

1. En el *modo de control de dos posiciones*, el controlador es en esencia un interruptor activado por la señal de error y proporciona sólo una señal correctora tipo encendido-apagado.
2. El *modo de control proporcional* (P) produce una acción de control que es proporcional al error. La señal de corrección aumentará en la medida en que lo haga el error. Si el error disminuye, también disminuye la magnitud de la corrección y el proceso de corrección es más lento.
3. El *modo de control derivativo* (D) produce una acción de control que es proporcional a la rapidez con la que cambia el error. Cuando hay un cambio súbito en la señal de error, el controlador produce una señal de corrección de gran magnitud; cuando el cambio es gradual, sólo se produce una pequeña señal de corrección. Se puede considerar que el control derivativo es una forma de control anticipativo, toda vez que al medir la rapidez con la que cambia el error se anticipa la llegada de un error más grande y se aplica la corrección antes de que llegue. El control derivativo no se usa solo, sino siempre en combinación con el control proporcional y, con frecuencia, con el control integral.
4. El *modo de control integral* (I) produce una acción de control que es proporcional a la integral del error en el tiempo. Entonces una señal de error constante producirá una señal de corrección creciente. La señal de corrección seguirá aumentando mientras el error persista. Se puede considerar que el controlador integral “mira hacia atrás”, suma todos los errores y responde a los cambios que ocurren.
5. *Combinación de modos de control*: proporcional derivativo (PD), proporcional integral (PI) y proporcional integral derivativo (PID). El término **controlador de tres términos** se usa para el modo PID.

En las siguientes secciones de este capítulo se estudiarán estos cinco modos de control. El controlador A puede lograr estos modos mediante circuitos neumáticos, circuitos electrónicos analógicos con amplificadores operacionales, o mediante la programación de un microprocesador o una computadora.

15.3

Modo de control de dos posiciones

Un ejemplo de **modo de control de dos posiciones** es el termostato bimetálico (vea la Figura 2.46), el cual puede usarse con un sistema de control de temperatura sencillo. Éste es un interruptor que se enciende o apaga, dependiendo de la temperatura. Si la temperatura de la habitación es mayor que la requerida, el par bimetálico está en la posición de apagado y también el calentador. Si la temperatura de la habitación baja a menos de la requerida, el par bimetálico cambia a la posición de encendido y el calentador se enciende. En este caso, el controlador sólo puede estar en dos posiciones, apagado o encendido, como se ve en la Figura 15.4a).

La acción de control del modo de dos posiciones es discontinua. En consecuencia ocurren oscilaciones de la variable controlada en torno a la condición requerida. Esto se debe a retrasos en la respuesta del sistema de control y en el proceso. Por ejemplo, en el caso del control de temperatura en un sistema de calefacción central doméstico, cuando la temperatura de la habitación baja a menos del nivel requerido, el tiempo que pasa antes de que el sistema de control responda y encienda el calentador es muy pequeño en comparación con el tiempo que transcurre antes de que el calentador empiece a tener efecto en la temperatura de la habitación. Mientras tanto la temperatura desciende aún más. Sucede lo con-

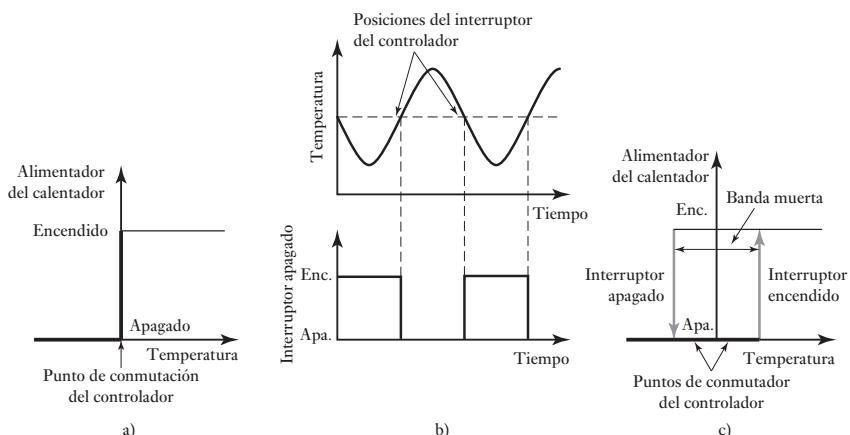


Figura 15.4 Control de dos posiciones.

trario cuando la temperatura aumenta al valor requerido. Como pasa un tiempo antes de que el sistema de control reaccione y apague el calentador, y más tiempo para que se enfrie el calentador y deje de calentar la habitación, la temperatura sobrepasa el valor requerido. El resultado es que la temperatura de la habitación oscila arriba y abajo de la temperatura requerida (Figura 15.4b)).

Con el sencillo sistema de dos posiciones antes descrito existe el problema de que cuando la temperatura de la habitación ronda el valor predeterminado, el termostato alterna continuamente entre encendido y apagado, reaccionando a pequeños cambios en la temperatura. Para evitar lo anterior, en vez de usar sólo un valor de temperatura para que el controlador encienda o apague el calentador, se utilizan dos valores y el calentador se enciende a una temperatura menor que a la que se apaga (Figura 15.4c)). El término **banda muerta** se refiere a los valores comprendidos entre los valores de encendido y apagado. Una banda muerta grande produce grandes fluctuaciones de la temperatura alrededor del valor predeterminado; una banda muerta pequeña produce un aumento en la frecuencia de comutación. El elemento bimetálico de la Figura 2.46 tiene un imán permanente que hace contacto para la commutación; este imán tiene el efecto de producir la banda muerta.

Las acciones del control de dos posiciones tienden a usarse cuando los cambios se producen de manera muy lenta, es decir, en un proceso cuya capacitancia es grande. En el caso del calentamiento de una habitación, el efecto de encender o apagar el calentador para modificar la temperatura produce un cambio lento. El resultado es una oscilación de periodo largo. Si bien el control de dos posiciones no es muy preciso, los dispositivos que utiliza son sencillos y, por lo mismo, es bastante barato. El control de encendido/apagado no se limita a interruptores mecánicos como los pares bimetálicos o los relevadores; mediante el uso de circuitos con tiristores se logra una comutación rápida (vea la sección 9.3.2); un circuito así puede usarse para controlar la velocidad de un motor y amplificadores operacionales.

15.4

Modo de control proporcional

En el control de dos posiciones, la salida es una señal de encendido o apagado sin importar la magnitud del error. En el **modo proporcional**, la magnitud de la salida del controlador es proporcional al tamaño del error, entre más grande sea el error, más grande será la salida del controlador. Es decir, el

elemento de corrección del sistema de control, por ejemplo, una válvula, recibe una señal que es proporcional a la magnitud de la corrección requerida. Así

$$\text{salida del controlador} = K_p e$$

donde e es el error y K_p es una constante. Así, al tomar la transformada de Laplace,

$$\text{salida del controlador} (s) = K_p E(s)$$

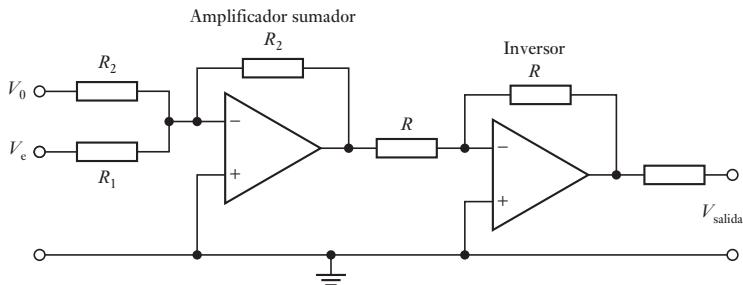
de manera que K_p es la función de transferencia del controlador.

15.4.1 Controlador proporcional electrónico

Un amplificador operacional sumador con un inversor se puede usar como controlador proporcional (Figura 15.5). Para un amplificador sumador se tiene (vea la sección 3.2.3)

$$V_{\text{salida}} = -R_f \left(\frac{V_0}{R_2} + \frac{V_e}{R_1} \right)$$

Figura 15.5 Controlador proporcional.



La entrada al amplificador sumador a través de R_2 es el valor de voltaje de error cero V_0 , es decir, el valor establecido, y la entrada a través de R_1 es la señal de error V_e . Sin embargo, cuando el resistor de realimentación $R_f = R_2$, la ecuación se convierten en

$$V_{\text{salida}} = -\frac{R_2}{R_1} V_e - V_0$$

Si la salida del amplificador sumador pasa por un inversor, es decir, por un amplificador operacional cuya resistencia de realimentación es igual a la resistencia de entrada, entonces:

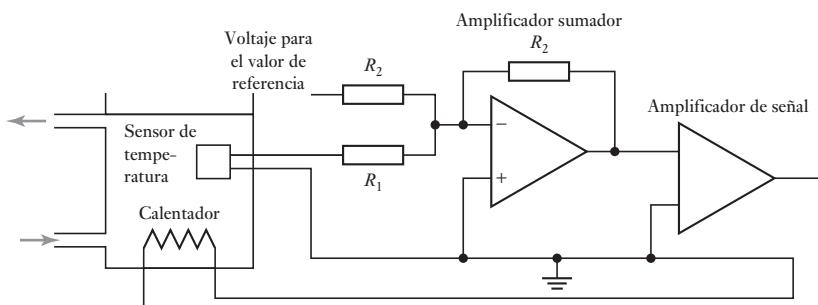
$$V_{\text{salida}} = \frac{R_2}{R_1} V_e + V_0$$

$$V_{\text{salida}} = K_p V_e + V_0$$

Donde K_p es la constante de proporcionalidad. El resultado es un controlador proporcional.

Como ejemplo, la Figura 15.6 muestra un sistema de control proporcional para controlar la temperatura del líquido en un recipiente en el momento en que se bombea.

Figura 15.6 Controlador proporcional para el control de temperatura.

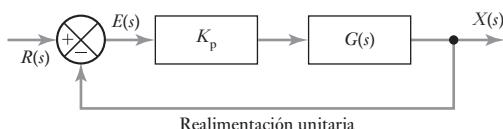


15.4.2 Respuesta del sistema

En el control proporcional hay un elemento de ganancia cuya función de transferencia es K_p en serie con el elemento en la trayectoria directa $G(s)$ (Figura 15.7). El error es entonces:

$$E(s) = \frac{K_p G(s)}{1 + K_p G(s)} R(s)$$

Figura 15.7 Sistema con control proporcional.



y si la entrada es un escalón, el error en estado estable es

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left[s \frac{1}{1 + 1/K_p G(s)} \frac{1}{s} \right]$$

Lo anterior tendrá una magnitud finita, es decir, siempre habrá un error en estado estable. A valores pequeños de K_p corresponden errores de estado estable grandes, pero también respuestas estables. A valores grandes de K_p corresponden errores de estado estable pequeños, aunque una mayor tendencia a la inestabilidad.

15.5

Control derivativo

En el **control derivativo** el cambio de la salida del controlador respecto al valor de referencia es proporcional a la rapidez de cambio en el tiempo de la señal de error. Esto se representa mediante la ecuación

$$\text{salida del controlador} = K_D \frac{de}{dt}$$

K_D es la constante de proporcionalidad. La función de transferencia se obtiene al tomar las transformadas de Laplace, así

$$\text{salida del controlador}(s) = K_D s E(s)$$

Por lo que la función de transferencia es $K_D s$.

En el control derivativo, en cuanto la señal de error empieza a cambiar existe la posibilidad de que el controlador produzca una salida de gran mag-

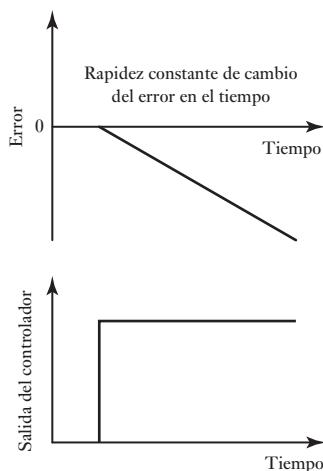
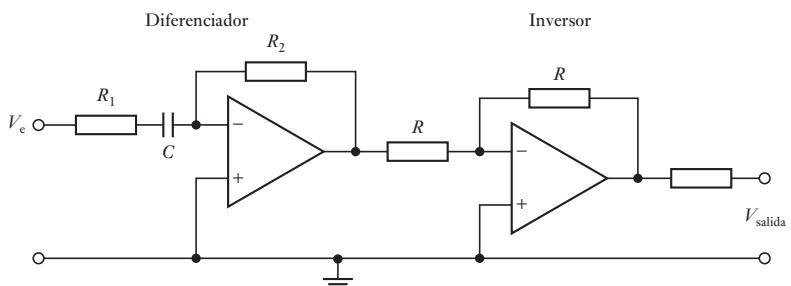


Figura 15.8 Control derivativo.

Figura 15.9 Controlador derivativo.

nitud, ya que es proporcional a la rapidez con que cambia la señal de error, y no a su valor. Por lo tanto, se producen respuestas iniciales rápidas. La Figura 15.8 muestra la salida que produce el controlador cuando la rapidez con que cambia la señal de error en el tiempo es constante. La salida del controlador es constante porque la tasa de cambio también es constante y se produce en cuanto se presenta la desviación. Por otra parte, los controladores derivativos no responden al error en estado estable, pues en este caso la tasa de cambio del error en el tiempo es cero. Por lo anterior, el control derivativo siempre se combina con el control proporcional; la parte proporcional responde a todas las señales de error, incluso señales estables, en tanto que la parte derivativa responde a la tasa del cambio. La acción de derivación también puede ser un problema si la medición del proceso variable da una señal de ruido, las fluctuaciones rápidas del ruido resultan en las salidas que serán vistas por el controlador tan rápido como cambie en el error y así dará un aumento a las entradas importantes desde el controlador.

La Figura 15.9 muestra el circuito de un controlador derivativo electrónico, el cual cuenta con un amplificador operacional configurado como diferenciador, seguido de otro amplificador operacional configurado como inversor. El tiempo derivativo, K_D , es igual a R_2C .



15.5.1 Control proporcional derivativo (PD)

El control derivativo nunca se utiliza solo ya que no es capaz de producir una salida cuando hay una señal de error constante, por lo que no es posible una corrección. Por ello, en forma invariable se utiliza junto con el control proporcional.

Cuando de manera conjunta se utilizan el control proporcional y el control derivativo, el cambio en la salida del controlador respecto al valor de referencia está dado por

$$\text{salida del controlador} = K_p e + K_D \frac{de}{dt}$$

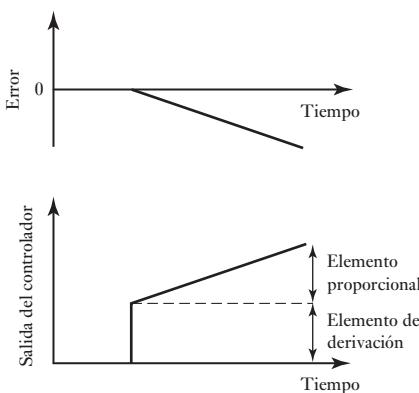
K_p es la constante de proporcionalidad y K_D la constante derivativa, de/dt es la tasa de cambio de error. El sistema tiene una función de transferencia dada por

$$\text{salida del controlador } (s) = K_p E(s) + K_D s E(s)$$

Por lo tanto, la función de transferencia es $K_p + K_D s$. En general, se expresa como

$$\text{función de transferencia} = K_D \left(s + \frac{1}{T_D} \right)$$

donde $T_D = K_D / K_p$, es la constante de tiempo derivativa.

Figura 15.10 Control PD.

La Figura 15.10 ilustra cómo varía la salida del controlador cuando hay un error que cambia constantemente. Se observa un rápido cambio inicial en la salida del controlador debido a la acción derivativa seguida por el cambio gradual de la acción proporcional. Esta forma de control puede tratar con cambios de proceso rápidos.

15.6 Control integral

El modo de control integral es en el que la tasa de cambio de la salida de control I es proporcional a la señal de error de entrada e :

$$\frac{dI}{dt} = K_I e$$

K_I es la constante de proporcionalidad y tiene unidades de $1/s$. Al integrar la ecuación anterior se obtiene:

$$\int_{I_0}^{I_{\text{salida}}} dI = \int_0^t K_I e dt$$

$$I_{\text{salida}} - I_0 = \int_0^t K_I e dt$$

I_0 es la salida del controlador en el tiempo cero, I_{salida} es la salida en el tiempo t .

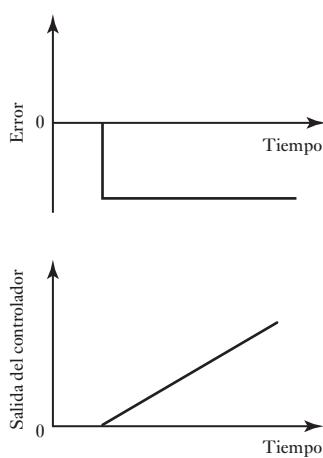
La función de transferencia se obtiene al tomar la transformada de Laplace. Entonces

$$(I_{\text{salida}} - I_0)(s) = \frac{1}{s} K_I E(s)$$

y así,

$$\text{función de transferencia} = \frac{1}{s} K_I$$

La Figura 15.11 ilustra la acción de un controlador integral cuando hay una señal de error constante como entrada al controlador. Estas gráficas se pueden observar de dos formas. Cuando la salida del controlador es constante, el error es cero; cuando la salida del controlador varía a una tasa constante, el error tiene un valor constante. La otra manera de interpretar las gráficas es en términos del área bajo la curva del error.

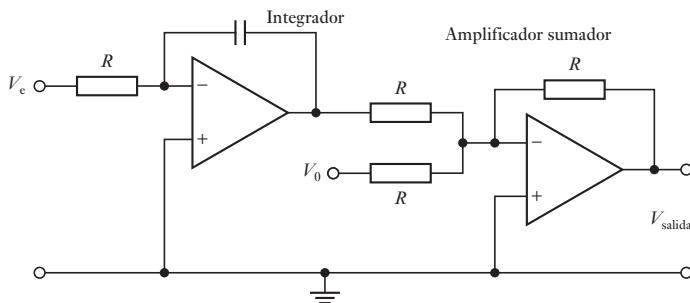
**Figura 15.11** Control integral.

área bajo la curva del error entre $t = 0$ y $t = \int_0^t e dt$

Hasta el momento que se produce el error, el valor de la integral es cero y $I_{\text{salida}} = I_0$. Cuando ocurre el error mantiene un valor constante. Por lo tanto, el área bajo la curva aumenta cuando se incrementa el tiempo. Dado que el área aumenta a una tasa constante, la salida del controlador también aumenta a una tasa constante.

La Figura 15.12 muestra la forma del circuito usado para un controlador integral electrónico, el cual consiste en un amplificador operacional conectado como integrador y seguido por otro amplificador operacional conectado como un sumador para añadir la salida del integrador a la de la salida del controlador a tiempo cero. K_1 es $1/R_1C$.

Figura 15.12 Controlador integral.



15.6.1 Controlador proporcional integral (PI)

El modo de control integral por lo común no se utiliza solo, con frecuencia se usa junto con el modo proporcional. Cuando una acción integral se suma a un sistema de control proporcional, la salida del controlador está dada por

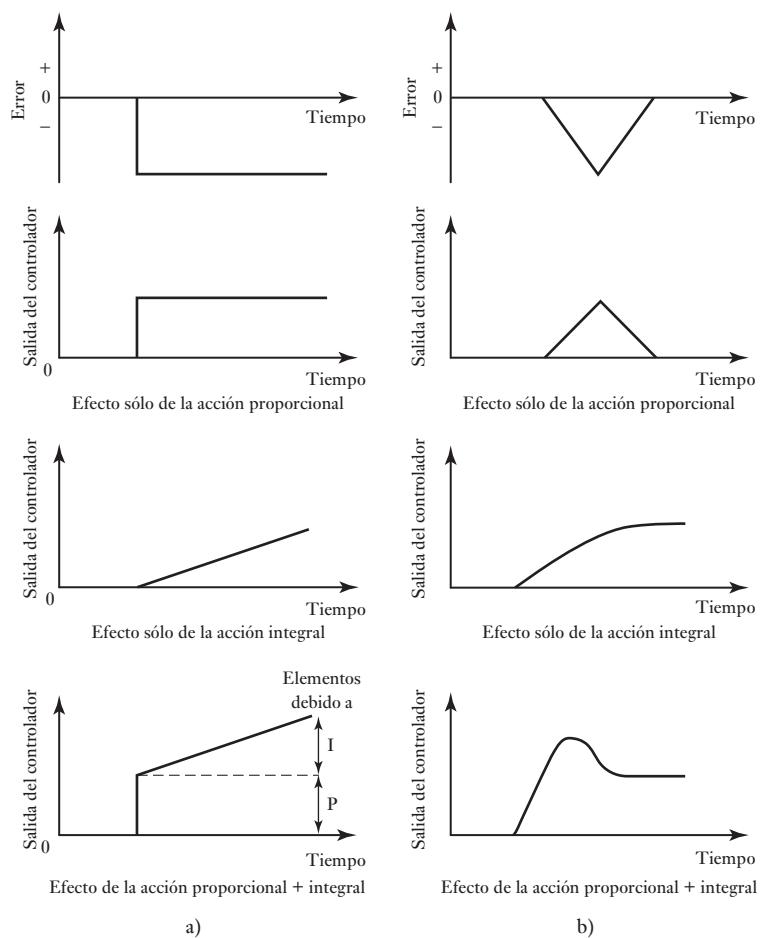
$$\text{salida del controlador} = K_P e + K_I \int e dt$$

donde K_P es la constante de control proporcional, K_I es la constante de control integral y e el error e . La función de transferencia es entonces

$$\text{función de transferencia} = K_P + \frac{K_I}{s} = \frac{K_P}{s} \left(s + \frac{1}{T_I} \right)$$

donde $T_I = K_P/K_I$ y es la **constante de tiempo integral**.

La Figura 15.13a) muestra cómo reacciona el sistema ante un cambio abrupto en un error constante. El error da lugar a una señal de salida del controlador proporcional, la cual permanece constante ya que el error no cambia. A esta acción se sobrepone una señal de salida del controlador que aumenta de manera constante y que se produce por la acción integral. La Figura 15.13b) muestra los efectos de las acciones proporcional e integral cuando se crea una señal de error que aumenta desde un valor de cero y luego disminuye otra vez hasta llegar a cero. Con la acción proporcional por sí sola el controlador lo único que hace es reflejar ese cambio para al final llegar de nuevo a su valor de referencia original. La acción integral del controlador aumenta en proporción con el aumento del área bajo la curva error-tiempo y como, aun cuando el error regrese a cero, todavía queda un valor del área, también existe un cambio en la salida del controlador que persiste después de que el error desaparece.

Figura 15.13 Control PI.

a)

b)

15.7 Controlador PID

Al combinar los tres modos de control (proporcional, integral y derivativo) se obtiene un controlador que no tiene desviación en el error y disminuye la tendencia a producir oscilaciones. Este tipo de controlador se conoce como **controlador de tres modos** o **controlador PID**. La ecuación que describe su comportamiento es

$$\text{salida del controlador} = K_P e + K_I \int e dt + K_D \frac{de}{dt}$$

donde K_P es la constante proporcional, K_I la constante integral y K_D la constante derivativa. Al aplicar la transformada de Laplace, se obtiene:

$$\text{salida del controlador } (s) = K_P E(s) + \frac{1}{s} K_I E(s) + s K_D(s)$$

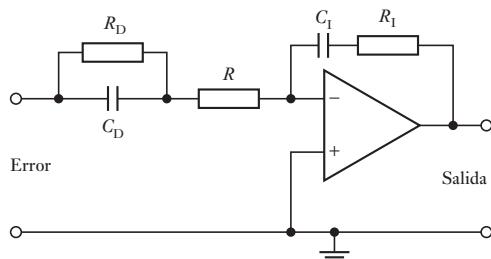
y, por lo tanto,

$$\text{función de transferencia} = K_P e + \frac{1}{s} K_I + s K_D = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$$

15.7.1 Circuitos PID con amplificadores operacionales

Al combinar cada uno de los circuitos descritos en este capítulo para los modos proporcional, integral y derivativo se obtiene un controlador de tres modos. Sin embargo, se puede obtener el mismo controlador de manera más práctica con un solo amplificador operacional. La Figura 15.14 muestra este circuito. La constante proporcional K_P es $R_1/(R + R_D)$; la constante derivativa K_D es $R_D C_D$ y la constante de integración K_I es $1/R_1 C_1$.

Figura 15.14 Circuito PID.



15.8

Controladores digitales

La Figura 15.15 muestra la base de un sistema de control digital directo, que se utiliza en procesos continuos. El término **control digital directo** se usa cuando el controlador digital, básicamente un microprocesador, controla el sistema de control en lazo cerrado. El controlador recibe las señales de entrada de los sensores, ejecuta los programas de control y proporciona una señal que envía a los elementos de corrección. Estos controladores requieren señales de entrada digitales, procesan la información en forma digital y producen una señal de salida digital. Dado que muchos sistemas de control realizan mediciones analógicas, se utiliza un convertidor analógico a digital (ADC) para convertir las señales de entrada. Un reloj envía un pulso a intervalos regulares e indica en qué momento el ADC debe tomar muestras de la variable controlada. Estas muestras se convierten en señales digitales que el microprocesador compara con la magnitud del valor de referencia para producir la señal de error. El microprocesador inicia, entonces, un modo de control que procesa la señal de error y produce una señal de salida digital. El modo de control que utiliza el microprocesador está determinado por el programa de instrucciones que use para procesar las señales digitales, es decir, el *software*. La salida digital se utiliza para iniciar la acción de corrección, lo que en general sucede después de procesarla en un convertidor digital a analógico (DAC), dado que los elementos de corrección por lo común requieren señales analógicas.

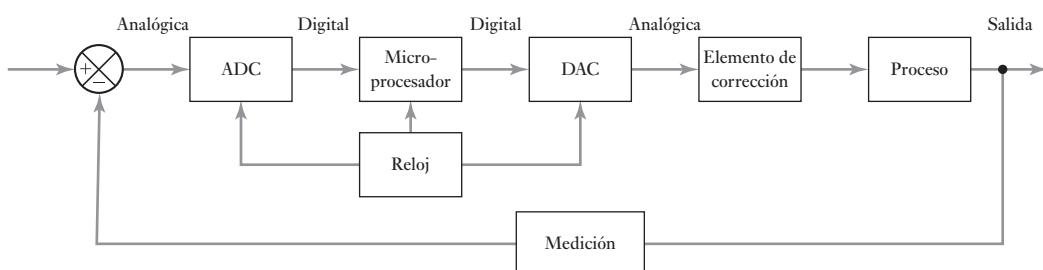


Figura 15.15 Sistema digital de control en lazo cerrado.

El controlador digital realiza básicamente el siguiente ciclo de eventos:

1. Muestrea la variable de medición.
2. Compara con el valor predeterminado y se establece el error.
3. Realiza cálculos basados en la magnitud del error, así como en valores guardados de señales de entrada y salida anteriores para obtener la señal de salida.
4. Envía la señal de salida al DAC.
5. Aguarda hasta el siguiente tiempo de muestreo para entonces repetir el ciclo.

Los microprocesadores utilizados como controladores aventajan a los controladores analógicos en que la acción de control (por ejemplo, proporcional o de tres modos) se puede alterar con sólo modificar el software de cómputo; no es necesario cambiar el hardware ni el cableado eléctrico. Sin duda el programa de cómputo es capaz de modificar la estrategia de control durante una acción de control en respuesta a la situación que se desarrolla.

También tienen otras ventajas. En el control analógico se requieren controles asignados en forma específica a cada uno de los procesos que se controlan. En cambio, con un microprocesador es posible controlar varios procesos independientes realizando muestreos con un multiplexor (vea la sección 4.4). El control digital proporciona mayor precisión que el analógico dado que las características de amplificadores y demás componentes que se utilizan en los sistemas analógicos varían con el tiempo y la temperatura, y presentan corrimiento; en cambio, como el control digital funciona con base en señales sólo del tipo encendido-apagado, no sufre el corrimiento de la misma manera.

15.8.1 Implementación de los modos de control

Para obtener un controlador digital que proporcione un modo de control en particular es necesario crear un programa adecuado para el controlador. Este programa debe indicar cómo se procesará la señal de error digital en un momento dado para obtener el valor de salida correcto para el siguiente elemento de corrección. Este procesamiento puede involucrar la señal de entrada presente junto con las señales de entrada y salida anteriores. El programa, por lo tanto, pide al controlador resolver una ecuación en diferencias (vea la sección 4.6).

La función de transferencia de un controlador analógico PID es:

$$\text{función de transferencia} = K_p + \frac{1}{s}K_I + sK_D$$

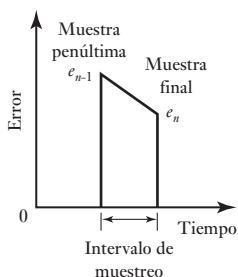


Figura 15.16 Señales de error.

Una multiplicación por s equivale a una diferenciación. Sin embargo, también es posible considerar la derivada de la respuesta en el tiempo de la señal de error en el presente instante de tiempo como (<última muestra del error, e_n , menos la penúltima muestra del error, e_{n-1})/(intervalo de muestreo, T_s) (Figura 15.16).

Dividir entre s equivale a integrar. Sin embargo, se puede considerar que la integral del error al término del periodo de muestreo es el área bajo la gráfica error-tiempo durante el último intervalo de muestreo más la suma de las áreas bajo la gráfica de todas las muestras anteriores (Int_{prev}). Si el periodo de muestreo es breve comparado con los tiempos involucrados, entonces, el área durante el último intervalo de muestreo es casi $\frac{1}{2}(e_n + e_{n-1})/T_s$ (vea en la sección 4.6 otra aproximación conocida como aproximación de Tustin). Por lo

tanto, para la señal de salida x_n del controlador en un instante en particular, el equivalente de la función de transferencia es

$$x_n = K_p e_n + K_I \left(\frac{(e_n + e_{n-1})T_s}{2} + \text{Int}_{\text{prev}} \right) + K_D \frac{e_n - e_{n-1}}{T_s}$$

Si se reordena esta ecuación, se obtiene:

$$x_n = Ae_n + Be_{n-1} + C(\text{Int}_{\text{prev}})$$

donde $A = K_p + 0.5K_I T_s + K_D / T_s$, $B = 0.5K_I T_s - K_D / T_s$ y $C = K_I$.

El programa para un control PID consiste en:

1. Determinar los valores de K_p , K_I y K_D .
2. Determinar los valores iniciales de e_{n-1} , Int_{prev} y el tiempo de muestreo, T_s .
3. Reestablecer el temporizador del intervalo de muestreo.
4. Introducir el error e_n .
5. Calcular y_n con la ecuación anterior.
6. Actualizar, dejándolo listo para el siguiente cálculo, el valor del área anterior a $\text{Int}_{\text{prev}} + 0.5(e_n + e_{n-1})T_s$.
7. Actualizar, dejándolo listo para el siguiente cálculo, el valor del error definiendo e_{n-1} igual a e_n .
8. Esperar a que transcurra el intervalo de muestreo.
9. Ir al paso 3 y repetir el ciclo.

15.8.2 Taza de muestreo

Cuando una señal continua es muestreada para los valores de muestra para reflejar la señal continua de manera precisa, debe estar lo suficientemente cerca en tiempo para que la señal no fluctúe de forma importante entre las muestras. Durante un intervalo de muestreo, no se realimenta la información al controlador sobre los cambios en la salida. Al practicar esto tiene sentido que las muestras se tomen a una taza dos veces mayor al componente de frecuencia más alto en la señal continua. A esto se le llama teorema de muestreo de Shannon (vea la sección 4.2.1). En los sistemas de control digital, la taza de muestreo por lo general es mucho mayor a ésta.

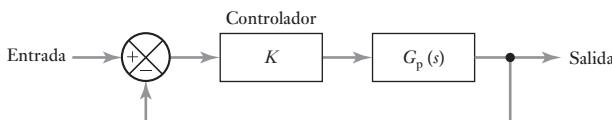
15.8.3 Un sistema de control por computadora

Por lo general, un sistema de control por computadora consta de los elementos que se muestran en la Figura 15.15 con los valores de referencia y los parámetros de control introducidos con un teclado. El software utilizado en este sistema proporciona el programa de las instrucciones necesarias, por ejemplo, para que la computadora ponga en marcha el modo de control PID, proporcione la pantalla del operador, reconozca y procese las instrucciones introducidas por el operador, proporcione información del sistema, proporcione instrucciones para el arranque y paro y proporcione información de reloj/calendario. En la pantalla del operador aparece información como el valor de referencia, el valor real medido, el intervalo de muestreo, el error, la calibración del controlador y el estado del elemento de corrección. La pantalla se actualiza de manera constante cada pocos segundos.

15.9**Desempeño de los sistemas de control**

La función de transferencia de un sistema de control se modifica dependiendo de cuál sea el modo de control utilizado en el controlador. Por lo tanto, la respuesta del sistema, por ejemplo, a una entrada tipo escalón, se verá afectada por dicho modo de control. Consideré el sencillo sistema que ilustra la Figura 15.17.

Figura 15.17 Sistema de control.



Si se emplea un control proporcional, la función de transferencia de la ruta en sentido directo es $K_p G_p(s)$ y, por lo tanto, la función de transferencia del sistema de realimentación $G(s)$ es

$$G(s) = \frac{K_p G_p(s)}{1 + K_p G_p(s)}$$

Suponga que la función de transferencia de un proceso de primer orden es $1/(\tau s + 1)$, donde τ es la constante de tiempo (puede representar un motor de c.d., a menudo moldeado como un sistema de primer orden, vea la sección 13.5.1). Si el control es proporcional y la realimentación unitaria, la función de transferencia del sistema de control es:

$$G(s) = \frac{K_p / (\tau s + 1)}{1 + K_p / (\tau s + 1)} = \frac{K_p}{\tau s + 1 + K_p}$$

El sistema de control sigue siendo un sistema de primer orden. El efecto que produce el control proporcional ha sido modificar la forma de la respuesta de primer orden del proceso. Sin el controlador, la respuesta a una entrada tipo escalón unitario fue (vea la sección 13.2.1).

$$y = 1 - e^{-t/\tau}$$

Ahora es

$$y = K_p \left(1 - e^{-t/(\tau + K_p)} \right)$$

El efecto del control proporcional ha sido reducir la constante de tiempo de τ a $\tau/(1 + K_p)$, haciéndolo más rápido con respecto al valor más alto de K_p . Éste también aumenta el error en estado estable.

Si el control es integral la función de transferencia de la trayectoria directa es $K_I G_p(s)/s$, y así, la función de transferencia del sistema es

$$G(s) = \frac{K_I G_p(s)}{s + K_I G_p(s)}$$

De esta manera, si ahora se tiene un proceso de primer orden cuya función de transferencia es $1/(\tau s + 1)$, con un control integral y realimentación unitaria la función de transferencia del sistema de control es

$$G(s) = \frac{K_I / (\tau s + 1)}{s + K_I / (\tau s + 1)} = \frac{K_I}{s(\tau s + 1) + K_I} = \frac{K_I}{\tau s^2 + s + K_I}$$

El sistema de control es ahora un sistema de segundo orden. Ahora, si la entrada es un escalón, el sistema produce una respuesta de segundo orden en vez de una de primer orden.

Si el sistema tiene un control derivativo, la función de transferencia de la trayectoria directa es $sK_D G_p(s)$, y con realimentación unitaria, la función de transferencia del sistema es

$$G(s) = \frac{sK_D G_p(s)}{1 + K_D G_p(s)}$$

Con un proceso de primer orden cuya función de transferencia es $1/(\tau s + 1)$, el control derivativo produce una función de transferencia global de:

$$G(s) = \frac{sK_D/(\tau s + 1)}{1 + sK_D/(\tau s + 1)} = \frac{sK_D}{\tau s + 1 + sK_D}$$

15.10 Sintonización de controladores

El término **sintonización** describe el proceso de selección de los mejores parámetros del controlador. En el controlador proporcional se refiere a la determinación del valor de K_P ; con el controlador PID hay que elegir las tres constantes K_P , K_I y K_D . Existen varios métodos para hacerlo, de los cuales sólo se revisarán dos, ambos propuestos por Ziegler y Nichols. Ellos supusieron que cuando el sistema bajo control es en lazo abierto, una aproximación razonable para describir su comportamiento es un sistema de primer orden al que se incorpora un retardo en el tiempo. Con base en esto, se procede a obtener los parámetros para un desempeño óptimo, lo que se tomó para establecer cuál dio una respuesta transitoria subamortiguada con una relación de retardo (subsidiencia) de $\frac{1}{4}$; es decir, el segundo sobreceso es $\frac{1}{4}$ del primer sobreceso (vea la sección 12.5). Este criterio de los sobrecesos ofrece un buen compromiso de un tiempo de elevación corto, un tiempo corto de establecimiento y un margen razonable de estabilidad.

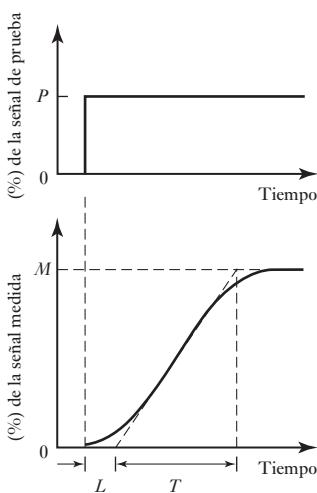


Figura 15.18 Curva de reacción del proceso.

15.10.1 Método de la curva de reacción del proceso

Por lo general, el lazo de control del proceso se abre entre el controlador y la unidad de corrección, para que no se produzcan acciones de control. A la unidad de corrección se aplica una señal de entrada de prueba y se determina la respuesta de la variable controlada. La señal de prueba debe ser tan pequeña como sea posible. La Figura 15.18 muestra la forma de la señal de prueba y una respuesta típica. La señal de prueba es una señal tipo escalón y la amplitud del escalón se expresa como el cambio porcentual P en la unidad de corrección. La gráfica de la variable medida en función del tiempo se conoce como **curva de reacción del proceso**. La variable medida se expresa como porcentaje del intervalo a escala total.

Se traza una tangente para obtener el gradiente máximo de la curva. En la Figura 15.18 la pendiente máxima R es M/T . El tiempo entre el inicio de la señal de prueba y el punto donde esta tangente interseca el eje de tiempo se conoce como retardo L . La Tabla 15.1 muestra el criterio recomendado por Ziegler y Nichols para elegir los parámetros del controlador con base en los valores de P , R y L .

Tabla 15.1 Criterio de la curva de reacción del proceso.

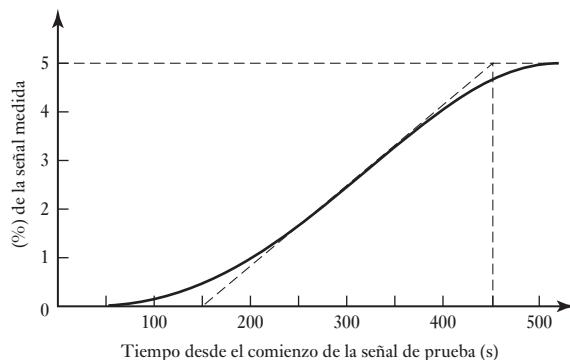
Modo de control	K_P	T_I	T_D
P	P/RL		
PI	$0.9P/RL$	$3.33L$	
PID	$1.2P/RL$	$2L$	$0.5L$

Considere el siguiente ejemplo. Determine los parámetros de un controlador de tres modos cuya curva de reacción del proceso se muestra en la Figura 15.19, cuando la señal de prueba fue 6% de cambio en la posición de la válvula de control. Al dibujar una tangente en la parte de la curva con pendiente máxima se obtiene un retardo L de 150 s y un gradiente R de $5/300 = 0.017/\text{s}$. Entonces

$$K_P = \frac{1.2P}{RL} = \frac{1.2 \times 6}{0.017 \times 150} = 2.82$$

$$T_I = 2L = 300\text{ s}$$

$$T_D = 0.5L = 0.5 \times 150 = 75\text{ s}$$

Figura 15.19 Ejemplo de curva de proceso.

15.10.2 Método de la última ganancia

Con este método, las acciones integral y derivativa primero se reducen a sus valores mínimos. Se define un valor bajo de la constante de proporcionalidad K_P que luego se aumenta en forma gradual. Esto equivale a decir que la banda proporcional se estrecha de manera gradual. Al mismo tiempo se aplican pequeñas perturbaciones al sistema. Esto continúa hasta que se producen oscilaciones sostenidas. Cuando esto se produce, el valor crítico de la constante proporcional K_{Pc} se anota y se mide el periodo de las oscilaciones T_c . La Tabla 15.2 muestra la relación entre el criterio recomendado por Ziegler y Nichols

Tabla 15.2 Criterio de la última ganancia.

Modo de control	K_P	T_I	T_D
P	$0.5K_{Pc}$		
PI	$0.45K_{Pc}$	$T_c/1.2$	
PID	$0.6K_{Pc}$	$T_c/2.0$	$T_c/8$

para los parámetros del controlador y este valor de K_{Pc} . La banda proporcional crítica es $100/K_{Pc}$.

Considere el siguiente ejemplo. Al sintonizar un sistema de control de tres modos mediante el método de la última ganancia se determinó que las oscilaciones se iniciaban cuando K_{Pc} es 3.33. Las oscilaciones tienen un periodo de 500 s. ¿Cuáles son los parámetros adecuados para el controlador? Al usar los criterios expuestos en la tabla 15.2, $K_p = 0.6K_{Pc} = 0.6 \times 3.33 = 2.0$, $T_I = T_c/2.0 = 500/2 = 2.5$ s, $T_D = T_c/8 = 500/8 = 62.5$ s.

15.11

Control de velocidad

Considere el problema de controlar el movimiento de una carga mediante un motor. Debido a que el sistema del motor es probablemente de segundo orden, un control proporcional hará que la salida del sistema necesite tiempo para lograr el desplazamiento requerido cuando, por ejemplo, entre al sistema una señal tipo escalón, y puede oscilar algún tiempo en torno al valor requerido. Es decir, el sistema requerirá cierto tiempo para responder a la señal de entrada. Al utilizar un control PD en vez de utilizar sólo un control P se logrará una mayor velocidad de respuesta con menos oscilaciones. Existe, sin embargo, una alternativa para lograr el mismo efecto y consiste en emplear un segundo lazo de realimentación que dé una medición relacionada con la rapidez con que cambia el desplazamiento. Esto se conoce como **velocidad de realimentación**. La Figura 15.20 muestra este sistema; en la velocidad de realimentación se utiliza un tacogenerador que produce una señal proporcional a la velocidad de giro del eje del motor y, por lo tanto, la rapidez con la que cambia el desplazamiento, y este desplazamiento se puede monitorear utilizando un potenciómetro rotacional.

15.12

Control adaptable

Existen muchas situaciones de control en las que los parámetros de la planta cambian con el tiempo o tal vez con la carga; por ejemplo, un manipulador de robot que se usa para mover cargas cuando la carga cambia. Si la función de transferencia de la planta cambia, es deseable una resintonización del sistema para determinar los valores óptimos de las constantes proporcional, derivativa e integral. Para los sistemas de control hasta aquí considerados, se ha supuesto que una vez sintonizado el sistema conserva sus valores de las constantes proporcional, derivativa e integral, hasta que el operador proceda a una resintonización. Una alternativa es un **sistema de control adaptable**, el cual se ‘adapta’ a los cambios y modifica sus parámetros de acuerdo con las circunstancias prevalecientes.

El sistema de control adaptable se basa en el empleo de un microprocesador como controlador. Este dispositivo permite que el modo y los parámetros de control utilizados se adapten a las circunstancias, y se puedan modificar cuando éstas cambien.

Es posible considerar que un sistema de control adaptable tiene tres etapas de funcionamiento:

1. Empieza a funcionar con las condiciones del controlador definidas con base en una condición supuesta.
2. El desempeño deseable se compara continuamente con el desempeño real del sistema.
3. El modo y los parámetros del sistema de control se ajustan de manera automática y continua para minimizar la diferencia entre el desempeño deseado y el real.

Por ejemplo, en un sistema de control que funciona en modo proporcional, la constante de proporcionalidad K_p se podría ajustar en forma automática a las

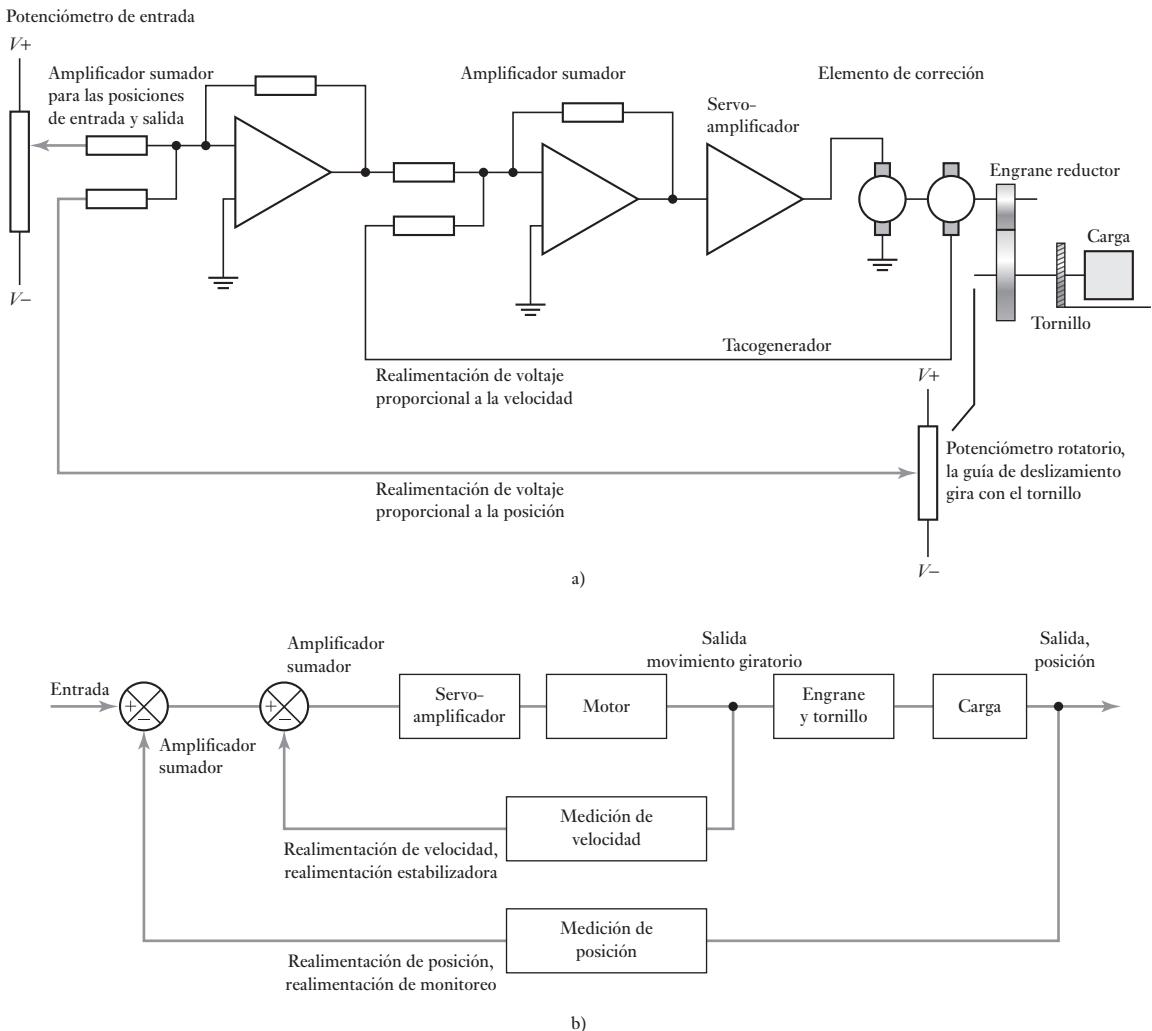


Figura 15.20 Sistema con realimentación de velocidad: a) diagrama descriptivo del sistema, b) diagrama de bloque del sistema.

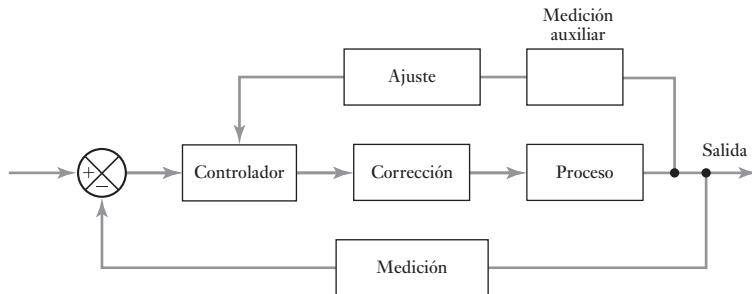
circunstancias, y cambiar cuando ellas cambien. Los sistemas de control adaptables pueden adoptar varias formas. Tres de las más comunes son:

1. Control de ganancia preprogramada.
2. Control autosintonizable.
3. Control basado en un modelo de referencia.

15.12.1 Control de ganancia preprogramada

En el **control de ganancia preprogramada** o, como a veces se le conoce, **control adaptable preprogramado**, los cambios preestablecidos en los parámetros del controlador se realizan con base en alguna medición auxiliar de una variable del proceso. La Figura 15.21 ilustra este método. El término

Figura 15.21 Control de ganancia preprogramada.



control de ganancia preprogramada se utilizó porque el único parámetro que originalmente se ajustaba era la ganancia, es decir, la constante de proporcionalidad K_p .

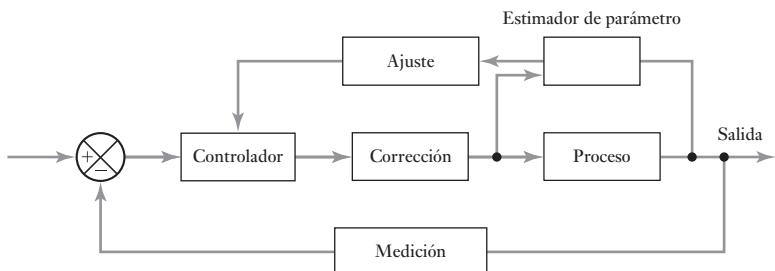
En un sistema de control que se utiliza para controlar la posición de una carga, se calculan los parámetros del sistema para diversos valores de la carga y en la memoria del controlador se almacena una tabla con esos valores. Una celda de almacenamiento puede usarse para medir la carga real y enviar una señal al controlador con el valor de la masa, que después utilizará el controlador para seleccionar los parámetros adecuados.

Una desventaja de este sistema es que se deben determinar los parámetros de control para muchas condiciones de operación, de modo que el controlador elija la que convenga a las condiciones prevalecientes. Una ventaja, sin embargo, es que los cambios en los parámetros se pueden hacer con rapidez cuando cambian las condiciones.

15.12.2 Control autosintonizable

Con el **control autosintonizable** el sistema ajusta sus parámetros en forma continua con base en el monitoreo de la variable que el sistema debe controlar y en la salida del controlador. La Figura 15.22 ilustra las características de este sistema.

Figura 15.22 Regulador autosintonizable.

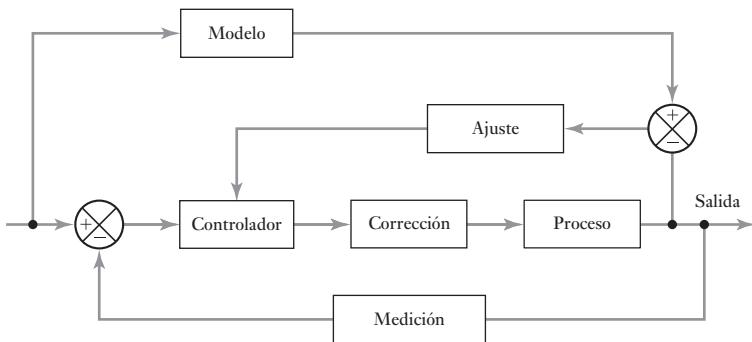


Es frecuente que los controladores PID comerciales cuenten con **autosintonización**. Cuando el operador oprime un botón, el controlador inyecta una pequeña perturbación al sistema y mide la respuesta. Ésta se compara con la respuesta deseada y se ajustan los parámetros de control, mediante una regla de Ziegler-Nichols modificada, para acercar la respuesta real a la respuesta deseada.

15.12.3 Sistemas adaptables basados en un modelo de referencia

En el sistema adaptable basado en un modelo de referencia se desarrolla un modelo preciso del sistema. El valor establecido se usa como entrada para el sistema de control real y para el modelo de referencia, y se observa la diferencia entre la salida real y la salida del modelo. La diferencia entre estas señales sirve para ajustar los parámetros del controlador con el fin de minimizar la diferencia. La Figura 15.23 ilustra las características de este sistema.

Figura 15.23 Control basado en un modelo de referencia.



Resumen

El **error en estado estable** es la diferencia entre el valor de entrada establecido y la salida una vez que todos los transitorios desaparecen.

Los **modos de control** pueden ser **en dos posiciones**, en los cuales el controlador provee una señal de corrección de encendido/apagado, **proporcional (P)** en la que la señal de corrección es proporcional al error, **derivativo (D)** en la que señal de corrección es proporcional a la taza en la que el error está cambiando, e **integral (I)** en la que la señal de corrección es proporcional a la integral del error con el tiempo. La función de transferencia para un sistema PID es

$$\text{función de transferencia} = K_P e + \frac{1}{s} K_I + s K_D = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$$

Un **controlador digital** en esencia opera al muestrear el valor medido, al compararlo con el valor establecido y establecer el error, al llevar a cabo cálculos basados en el valor del error y los valores almacenados de las entradas previas y salidas y así obtener la señal de salida, al extraer y luego esperar a la siguiente muestra.

El término **sintonizado** se usa para describir el proceso de selección de las mejores configuraciones del controlador, es decir, los valores de K_P , K_I y K_D .

El término **control adaptable** se emplea en los sistemas que se “adaptan” a los cambios y cambian sus parámetros para adaptarse a la circunstancia prevaleciente. Las tres formas que se usan comúnmente son el control de ganancia preprogramado, el sistema de regulador autosintonizable y el sistema adaptable basado en un modelo de referencia.

Problemas

- 15.1 ¿Cuáles son las limitaciones del control de dos posiciones (encendido-apagado) y en qué situaciones es común emplear este tipo de control?
- 15.2 Un controlador de dos posiciones enciende el calentador de una habitación cuando la temperatura desciende a 20°C y lo apaga cuando llega a 24°C . Cuando el calentador está encendido, el aire de la habitación aumenta su temperatura a razón de 0.5°C por minuto; cuando el calentador está apagado, se enfriá a 0.2°C por minuto. Si los retrasos del sistema de control son despreciables, ¿qué tiempo se necesita para que a) el calentador pase de encendido a apagado, b) el calentador pase de apagado a encendido?
- 15.3 Un controlador basado en el modo de control de dos posiciones se utiliza para controlar el nivel del agua de un tanque abriendo o cerrando una válvula; en su posición abierta permite la entrada del agua con un gasto de $0.4\text{ m}^3/\text{s}$. El área transversal del tanque es de 12 m^2 y el agua sale de él a un gasto constante de $0.2\text{ m}^3/\text{s}$. La válvula se abre cuando el nivel del agua sube a 4.0 m y se cierra a 4.4 m . ¿Qué tiempo tarda a) en pasar la válvula de abierta a cerrada, b) en pasar la válvula de cerrada a abierta?
- 15.4 Un controlador proporcional se utiliza para controlar la altura del agua en un tanque cuando el nivel puede variar entre 0 y 4.0 m . La altura requerida es 3.5 m y el controlador debe cerrar por completo una válvula cuando la altura del agua es 3.9 m y abrirla por completo cuando la altura es 3.1 m . ¿Qué banda proporcional y función de transferencia se necesitarán?
- 15.5 Describa y compare las características del a) control proporcional, b) control proporcional integral, c) control proporcional integral derivativo.
- 15.6 Determine las configuraciones de K_P , T_I y T_D que se requieren para un controlador de tres modos que da una curva de reacción de proceso con un retraso L de 200 s y una pendiente R de $0.010\%/\text{s}$ cuando la señal de prueba tuvo un cambio de 5% en la posición de la válvula de control.
- 15.7 Al sintonizar un sistema de control de tres modos por el método de la última ganancia se encontró que las oscilaciones comenzaron cuando el valor crítico proporcional era 5 . Las oscilaciones tuvieron un tiempo periódico de 200 s . ¿Cuáles son los valores apropiados de K_P , T_I y T_D ?
- 15.8 Explique las bases en las cuales funcionan los siguientes sistemas de control adaptable: a) ganancia preprogramada, b) autosintonizable, c) modelo de referencia.
- 15.9 Un motor de c.d. se comporta como un sistema de primer orden con una función de transferencia de posición de salida relacionada para lo cual ha girado un poco con una señal de entrada de $1/s(1+s\tau)$. Si el tiempo constante τ es 1 s y el motor se va a utilizar en un sistema de control en lazo cerrado con realimentación unitaria y un controlador proporcional, determine el valor de la constante de proporcionalidad que dará una respuesta en lazo cerrado con 25% de sobrepaso.
- 15.10 El pequeño motor ultrasónico que se usa para mover las lentes para el enfoque automático con una cámara (vea la sección 24.2.3) conduce al anillo con tan poca inercia que la función de transferencia relacionada de la posición angular con la señal de entrada se representa con $1/cs$, donde c es la constante de proporcionalidad relacionada con el par de fricción y la velocidad angular. Si el motor va a ser controlado por un sistema en lazo cerrado con realimentación unitaria, ¿qué tipo de comportamiento se puede esperar si se utiliza el control proporcional?



Capítulo dieciséis

Inteligencia artificial

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Explicar qué es una máquina inteligente y las capacidades de esas máquinas.
- Explicar el significado de redes neurales y su importancia para el reconocimiento de un patrón.
- Explicar el término lógica difusa.

16.1

¿Qué significa inteligencia artificial?

¿Cómo está compuesta una máquina inteligente? Una definición de inteligencia en un diccionario puede ser: ‘dotado con la capacidad del razonamiento’. Se tiene la idea de que entre más inteligente es una persona, tiene más habilidad para aprender, generalizar a partir del conocimiento adquirido, tener la capacidad de raciocinio y poder hacer predicciones al considerar lo que es posible al aprender de los errores. Se puede aplicar el mismo criterio a una máquina: una **máquina inteligente** está dotada con la capacidad de razonar.

Un sistema de calefacción central toma decisiones sobre sus acciones. Por ejemplo, ¿debe un calentador encenderse o apagarse como resultado de la información del termostato? No, sin embargo, se considera inteligencia a la capacidad de tomar decisiones bajo un rango de condiciones. Por ejemplo, no puede reconocer un patrón en entradas desde un termostato y de esta manera hacer predicciones sobre si encender o apagar el calentador, sólo realiza el trabajo para el cual fue programado. ‘No piensa por sí mismo’.

En este capítulo se repasarán brevemente los conceptos básicos asociados con las máquinas inteligentes.

16.1.1 Autorregulación

Se pueden considerar los sistemas de realimentación en lazo cerrado de los capítulos anteriores como sistemas de autorregulación en los que éstos son capaces de regular la salida de un sistema para un valor requerido. De esta manera, se usa un sistema de calefacción central controlado para mantener la temperatura de la habitación en el valor establecido para el termostato. Sin embargo, a estos sistemas no se les puede considerar inteligentes, sólo hacen lo que tienen indicado.

16.2

Percepción y cognición

La **percepción** con un sistema inteligente es la reunión de información con sensores y la organización de la información reunida de manera que se puedan tomar decisiones. Por ejemplo, un sistema de control que se usa con la línea de producción puede tener una cámara de video para observar los componentes en una banda transportadora. Estas señales recibidas de la cámara permiten

ten una representación computarizada de los componentes para lograr que se puedan identificar las características. Ésta contendrá información sobre los elementos importantes, de los componentes entonces se les puede comparar con sus representaciones de forma que se puedan tomar esas decisiones por el sistema de control si el componente del clima está bien ensamblado o qué otro componente lo está. Luego se pueden tomar medidas mediante el sistema de control tal vez para rechazar los componentes que fallan o enviar componentes particulares a cajas destinadas a éstos.

Así, con un sistema mecatrónico, la percepción involucra sensores que reúnen información apropiada sobre un sistema y su medio ambiente, decodificándolo y procesándolo para dar información útil que se pueda emplear en otra parte del sistema para la toma de decisiones.

16.2.1 Cognición

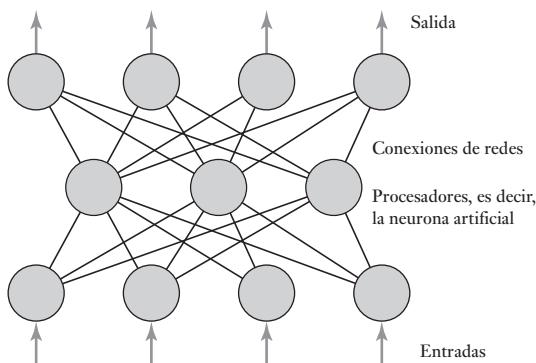
Una vez que la máquina ha reunido y organizado la información, tendrá que decidir qué hacer con ella. A esto se le conoce como **cognición**. El **patrón de reconocimiento** es vital para esta percepción y cognición. ¿Cuáles son los patrones en los datos reunidos?

El ser humano es muy bueno para reconocer patrones. Piense en el personal de seguridad que observa los monitores de televisores. Es capaz de mirar los monitores y reconocer patrones inusuales, es decir, una persona donde no debería haber alguien, un objeto que han movido, etc. Ésta es la habilidad requerida en las máquinas inteligentes. Un sistema autopiloto en una aeronave monitorea mucha información y, basado en los patrones percibidos de estos datos, se toman decisiones como la manera de ajustar los controles de la aeronave.

El patrón de reconocimiento se puede llevar a cabo cuando la máquina con un conjunto de patrones en su memoria y los patrones reunidos se comparan y se ajustan a lo que se buscaba. Los patrones en su memoria pueden surgir de modelos o un proceso de preparación en el que se reúnen datos para un rango de objetos o situaciones y los códigos de identificación dados. Por ejemplo, para reconocer monedas, se debe reunir información sobre su diámetro y color. De esta manera, una moneda de una libra en particular se puede clasificar como de un diámetro de 2.25 cm y un color que representa un grado particular de rojo (es una moneda de bronce). Sin embargo, una máquina inteligente necesitará tomar en cuenta el desgaste y la suciedad de las monedas y aún así ser capaz de reconocer la moneda de una libra.

16.2.2 Redes neurales

En el ejemplo de las monedas sólo se consideraron dos dimensiones, diámetro y color. En situaciones más complejas pueden haber quizás más dimensiones. El cerebro humano debe elegir y clasificar información multidimensional y lo logra con la ayuda de las **redes neurales**. Las redes neurales artificiales se usan ahora con máquinas inteligentes. Dichas redes no necesitan programarse pero pueden aprender y generalizar de ejemplos y preparación. Una red neural (Figura 16.1) está compuesta de una gran cantidad de unidades de procesamiento interconectadas, donde las salidas de algunas unidades son las entradas de otras. Cada procesador en la red recibe información en sus entradas, y multiplica cada una por un factor de ponderación. Si funcionan como AND, entonces suma las entradas ponderadas y da una salida de 1 si la suma

Figura 16.1 Red neuronal.

excede a cierto valor o es positiva. Por ejemplo, se puede tener una entrada de 1 con un factor de ponderación de -1.5 para dar -1.5 , otra entrada de 1 con un factor de ponderación de 1.0 para dar 1.0 y una tercera entrada de 1 con un factor de ponderación de 1.0 que da 1.0. Por lo tanto, la suma de estas entradas ponderadas es $-1.5 + 1.0 + 1.0 = 0.5$ y así una salida de 1 si los valores son positivos para una salida. Con estas entradas como 1×-1.5 , 0×1.0 y 0×1.0 , la suma ponderada es de -1.5 y, por lo tanto, una salida de 0. La red se puede programar mediante el aprendizaje de ejemplos y de esta manera ser capaz de aprender.

16.3 Razonamiento

El **razonamiento** es el proceso de partir de lo conocido a lo desconocido. Existen numerosos mecanismos para llevar a cabo el razonamiento.

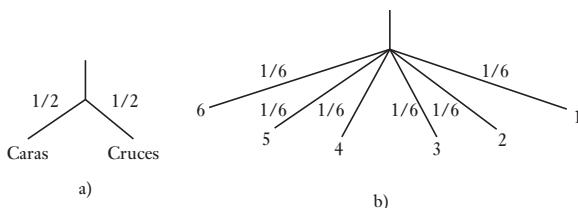
16.3.1 Mecanismos de razonamiento

Un ejemplo de **razonamiento determinístico** es el uso de la regla ‘si-entonces’. Por lo tanto, se puede deducir que *si* una moneda tiene un diámetro de 1.25 cm *entonces* es una libra. Si la primera parte del enunciado es verdad, entonces la segunda parte de éste también es verdad; si la primera parte del enunciado es falsa, entonces la segunda parte no es verdad. En esta forma de razonamiento se tiene una situación de *verdadero-falso* y se supone que no hay conocimiento predeterminado, de manera que cuando se hace la deducción no hay excepciones. De esta forma, en el ejemplo anterior, no se puede tomar en cuenta si es una moneda de otro país con el mismo diámetro.

El **razonamiento no determinístico** permite hacer predicciones basadas en la probabilidad. Si se lanza una moneda, hay dos formas de que caiga cara o cruz. De estas dos formas sólo hay una en la que caerá cruz. Por lo tanto, la probabilidad de su caída cara arriba es de 1 en 2 o 1/2. Una forma alternativa de llegar a este valor es al lanzar la moneda varias veces y, después de un tiempo, en 1/2 de las veces caerá cara arriba. La Figura 16.2a) muestra cómo se puede representar esto como un árbol de probabilidad. Si se lanza un dado, la probabilidad de su caída con uno de sus lados boca arriba será de 1/6. En la Figura 16.2b) se muestra cómo se puede representar esto como un árbol de probabilidad. En cada rama del árbol se escribe la probabilidad. La oportunidad de que una moneda caiga cara o cruz es de 1. Así, para un árbol, la probabilidad total será de 1.

Por lo tanto, en el ejemplo de la moneda de libra tal vez se quiera considerar que hay una probabilidad de 0.9 de una moneda con un diámetro de

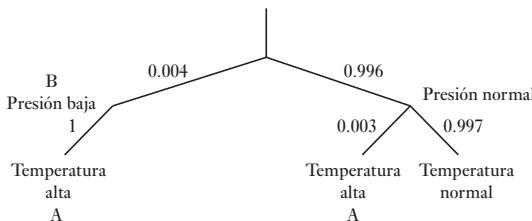
Figura 16.2 Árboles de probabilidad: a) una moneda, b) un dado.



1.25 cm siendo una moneda de libra. En el caso de un sistema mecatrónico podríamos monitorearla por 1000 horas más o menos, y durante ese tiempo el número de horas en que la temperatura ha sido alta fue de 3 horas. Entonces se puede decir que la probabilidad de la temperatura cuando es alta es de $3/1000 = 0.003$.

Algunas veces se quiere conocer la probabilidad de que ocurra un evento y establecer la probabilidad de que resultará en otro evento. De esta forma, en un sistema mecatrónico podríamos saber, por ejemplo, cuáles son las posibilidades de cuándo un sensor detecta una presión baja que sobrecalentará el sistema, si se tiene en cuenta que debe haber otras razones para una temperatura alta. Esto se puede representar como en el árbol de la Figura 16.3.

Un árbol de probabilidad condicional.



La regla de Bayes se puede usar para resolver este problema. Esto se establece como

$$p(A|B) = \frac{p(B|A) \times p(A)}{p(B)}$$

$p(A|B)$ es la probabilidad de que A suceda dado que B ya sucedió, $p(B|A)$ es la probabilidad de que B suceda dado que A ya sucedió, $p|A|$ es la probabilidad de que A suceda, $p|B|$ es la probabilidad de que B suceda. Así, si la probabilidad para el sistema de que una alta temperatura $p|A|$ ocurra es 0.003, es decir, 3 veces en 1000 de que una temperatura alta se dé, y la probabilidad de que ahí exista una presión baja $p|B|$ es 0.004, es decir, 4 veces en 1000 ocurre una presión baja, entonces se puede tener la certeza de que el sistema se sobrecaliente si la presión es baja, es decir, $p|A|$ es 1, se debe tener una probabilidad condicional de $(1 \times 0.003)/0.004 = 0.75$ de que el sistema se sobrecalentará cuando se detecte una presión baja.

16.3.2 Razonamiento basado en la regla

En el corazón de un **sistema basado en la regla** hay un conjunto de reglas. Éstas, cuando se combinan con hechos, es decir, en mecatrónica, serían entradas desde sensores y usuarios que permiten hacer inferencias que luego sirven para accionar actuadores y salidas de control. La Figura 16.4 ilustra esta secuencia. A la combinación de hechos con la regla de base de datos se le conoce como la base del conocimiento para una máquina. La inferencia es cuando

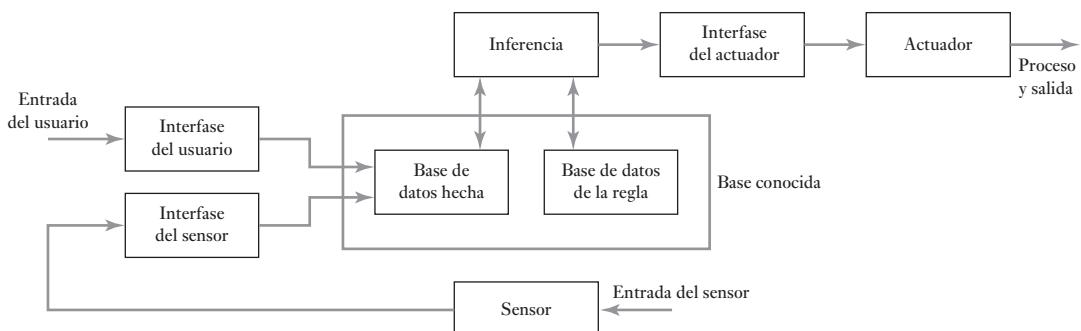


Figura 16.4 Sistema basado en la regla.

el razonamiento es el resultado de los hechos de entrada combinados con las reglas y decisiones hechas que luego son alimentados a los actuadores.

Las reglas que se aplican a menudo son enunciados ‘si-entonces’. De esta manera, se puede tener un grupo de reglas para un sistema de caleamiento central de la forma:

- Si el calentador está encendido
- Entonces la bomba está encendida
- Si la bomba está encendida y la temperatura de la habitación es menor que 20° C
- Entonces la válvula se abre
- Si el calentador no está encendido
- Entonces la bomba no está encendida
- etcétera.

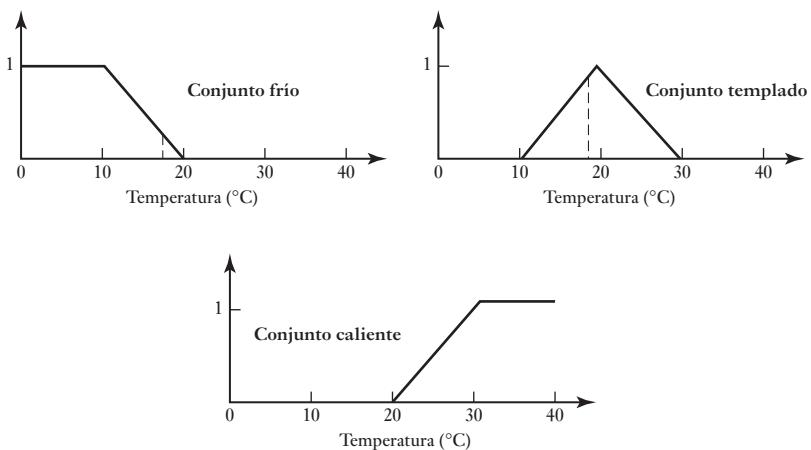
La base de datos de este sistema contendría los siguientes hechos:

- Temperatura de la habitación < 20° C
- Temporizador encendido
- Válvula abierta
- Calentador encendido
- Bomba encendida

Las reglas también pueden presentarse como proposiciones que implican los enunciados de probabilidad o de lógica difusa.

En 1965 Lotfi Zadeh propuso una forma de razonamiento que se ha llegado a conocer como **lógica difusa**. Una de sus ideas principales es que las proposiciones no se necesitan clasificar como verdaderas o falsas, pero su veracidad o falsedad puede ponderarse de manera que se puedan clasificar entre las dos en una escala. Una **función de pertenencia** es definida por un valor si es un miembro de un conjunto en particular. Así, se puede definir un conjunto de los valores de temperatura como 0 a 20° C y otro como 20 a 40° C. Si la temperatura es, por ejemplo, 18° C, entonces la pertenencia del conjunto de 0 a 20° C es 1 y la del conjunto de 20 a 40° C es 0. Sin embargo, con la lógica difusa se pueden definir conjuntos superpuestos, es decir, frío de 0 a 20° C, templado de 10 a 30° C y caliente de 20 a 40° C. Una temperatura de 18° C es, por lo tanto, un miembro de dos conjuntos. Si las funciones de pertenencia del conjunto difuso están definidas como se muestra en la Figura 16.5, entonces 18° C tiene una función fría de 0.2, una función templada de 0.8 y una función caliente de 0. En base a datos como estos, se pueden plantear las reglas para ejecutar la acción apropiada. Por ejemplo, una función fría de 0.2 puede tener el encendido de caleamiento en bajo, pero una función fría de 0.6 podría tenerlo encendido en alto.

Figura 16.5 Funciones de pertenencia del conjunto difuso.



Hoy día, la lógica difusa se utiliza en varios productos típicos. Por ejemplo, las lavadoras de ropa pueden sentir el tipo de tela, suciedad y tamaño de la carga y ajustar el ciclo de lavado de acuerdo a esto.

16.4

Aprendizaje

Las máquinas que pueden aprender y extender su conocimiento básico tienen una gran ventaja comparada con las máquinas que no lo pueden hacer. El **aprendizaje** se puede considerar como adaptable al medio ambiente basado en la experiencia. Con las máquinas el aprendizaje se puede lograr en diferentes formas.

Un método sencillo de aprendizaje es mediante nuevos datos ingresados y acumulados en la memoria. Las máquinas también pueden aprender por los datos que reciben, los cuales se usan para modificar parámetros en la máquina.

Otro método de aprendizaje que se puede emplear es cuando el razonamiento está definido en términos de probabilidades y esto es para actualizar las probabilidades que se usan a la luz de lo que pasa. Se puede pensar así en términos de un ejemplo sencillo: suponga que hay una bolsa con diez pelotas, todas rojas excepto por una negra. Cuando se extrae la primera pelota de la bolsa, la probabilidad de extraer la negra es de 1/10. Si se extrajo una roja, la próxima vez que se extraiga una pelota la posibilidad de sacar la pelota negra será de 1/9. La ‘máquina’ puede aprender de la primera pelota roja al ajustar su valor de probabilidad para una pelota negra extraída. La regla de Bayes que se da en la sección 16.3.1 se puede emplear para actualizar una máquina, que se escribe como

$$p(H|E) = \frac{p(E|H) \times p(H)}{p(E)}$$

donde H es la hipótesis con la que comenzamos con E el ejemplo anterior. Entonces $p(H|E)$ es la probabilidad de que la hipótesis H sea verdadera dado que el ejemplo E sucedió, $p(E|H)$ es la probabilidad del ejemplo E que tuvo lugar dado que la hipótesis H es verdadera, $p|E|$ es la probabilidad de que un ejemplo E suceda, $p|H|$ es la probabilidad de que la hipótesis H sea verdadera. Esto permite a la máquina actualizar la probabilidad de H cada vez que llega nueva información.

Todavía hay otro método en el que una máquina puede aprender de ejemplos. Esto es cuando una máquina generaliza desde un conjunto de ejemplos. Estos pueden ser el resultado de preparar con ejemplos que ofrece la máquina

de manera que se puedan construir sus reglas o como consecuencia de eventos que ha encontrado. El reconocimiento del patrón por lo general implica esta forma de aprendizaje. Así, dado un ejemplo del número 2 en un arreglo de pixeles, la máquina puede aprender a reconocer el número 2. Las redes neurales (sección 16.2.2) también implican el aprendizaje mediante el ejemplo.

Una máquina también puede aprender al sacar analogías entre un problema resuelto antes y uno nuevo.

Resumen

Una **máquina inteligente** es la que está dotada con la habilidad de razonar. La **percepción** con un sistema inteligente es la reunión de información por medio de sensores y la organización de la información reunida, de manera que se puedan tomar decisiones. El **razonamiento** es el proceso de partir de lo conocido a lo desconocido. Un ejemplo de **razonamiento determinístico** es cuando se emplea la regla ‘si-entonces’. El **razonamiento no determinístico** permite hacer predicciones basadas en la probabilidad. Con la **lógica difusa** no es necesario clasificar las proposiciones como falsas o verdaderas, pero su veracidad o falsedad se puede ponderar de manera que se puedan clasificar entre las dos en una escala. El **aprendizaje** se puede adquirir mediante la adaptación al medio ambiente basado en la experiencia.

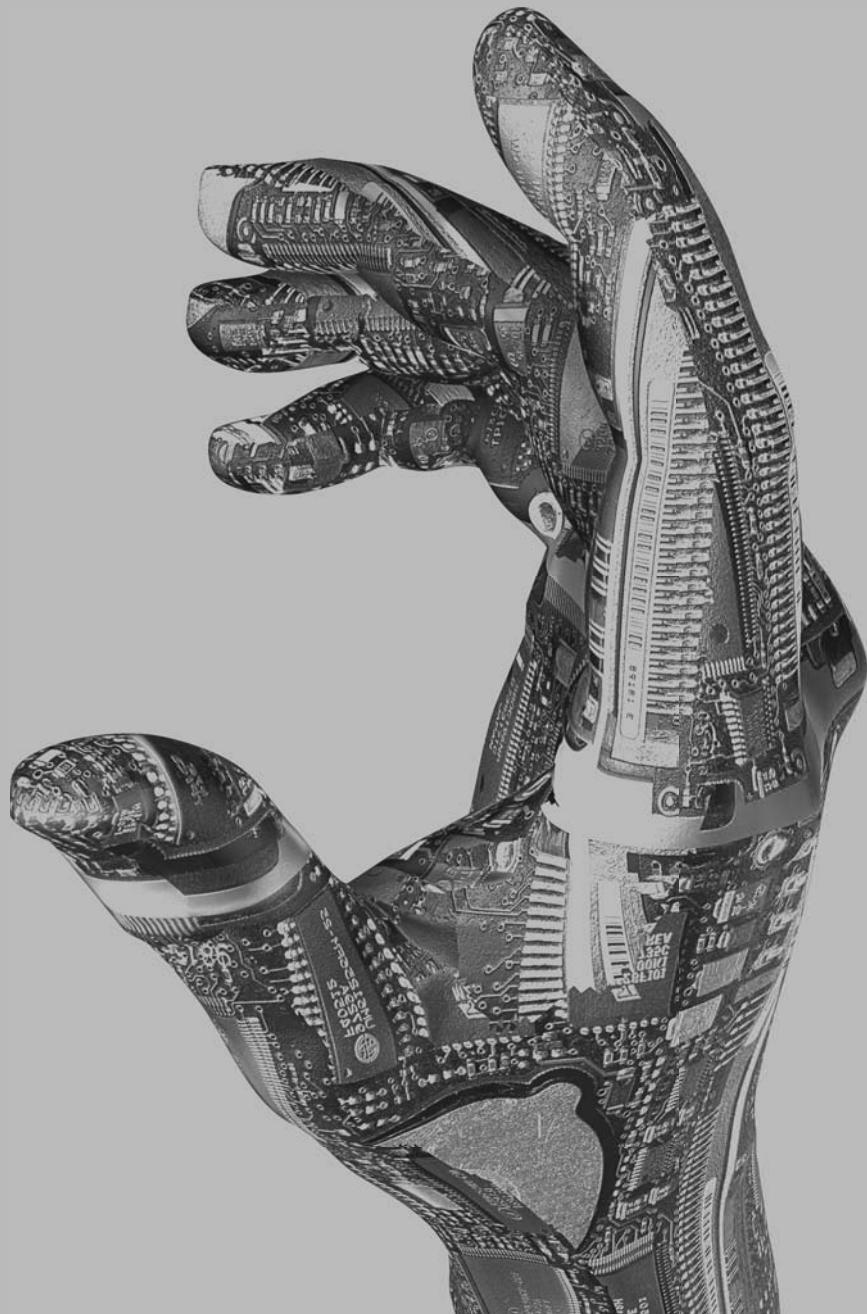
Problemas

- 16.1 Examine una gama de monedas de su país y produzca una tabla patrón de reconocimiento.
- 16.2 ¿Cuál es la probabilidad de que a) al lanzar un dado salga seis, b) al lanzar dos dados uno de ellos salga seis, c) al extraer de una bolsa que contiene nueve bolas rojas y una negra salga una bola negra?
- 16.3 Si la probabilidad de un sistema mecatrónico que muestra una temperatura alta es de 0.01, ¿cuál es la probabilidad de que no mostrará una temperatura alta?
- 16.4 Se ha monitoreado una máquina durante 2000 horas y durante ese tiempo el sistema de enfriamiento sólo ha mostrado fugas por 4 horas. ¿Cuál es la probabilidad de que ocurran fugas?
- 16.5 La probabilidad de un sistema de enfriamiento de una máquina con pérdidas se ha encontrado que es de 0.005 y la probabilidad del sistema muestra una alta temperatura de 0.008. Si una perdida es seguro que provocará una temperatura alta, ¿cuál es la probabilidad de que una pérdida de un sistema de enfriamiento provoque una temperatura alta?
- 16.6 La probabilidad de que haya un mal funcionamiento en una máquina que consta de tres elementos A, B y C es de 0.46. Si la probabilidad del elemento A en actividad es de 0.50 la probabilidad de que se presente un mal funcionamiento con A es de 0.70, ¿cuál es la probabilidad de que A sea responsable por un mal funcionamiento?
- 16.7 Proponga reglas de ‘si-entonces’ para un controlador de temperatura que se utiliza para operar un calentador con una válvula que permite que el agua circule por los radiadores de calefacción central cuando éste sólo opera en cierto periodo.

Parte V

Sistemas de

microprocesadores





Capítulo diecisiete

Microprocesadores

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Describir la estructura básica de un sistema de microprocesador.
- Describir la arquitectura de microprocesadores y la manera en la que se pueden incorporar a sistemas microprocesadores.
- Describir la estructura básica de microcontroladores y la manera en la que sus registros pueden configurarse para llevar a cabo tareas.
- Explicar la manera en la que los programas se pueden desarrollar con el uso de diagramas de flujo y pseudocódigo.

17.1

Control

Si se considera un problema de control sencillo, como la secuencia de las luces roja, ámbar y verde del semáforo de un crucero, basta recurrir a un sistema de control electrónico que contenga circuitos integrados de lógica combinacional y de lógica secuencial. Sin embargo, en situaciones más complejas se deben controlar muchas más variables pues la secuencia de control es más complicada. La solución más sencilla en este caso no es construir un sistema basado en la interconexión de circuitos integrados de lógica combinacional y secuencial, sino en el uso de un microprocesador para que el software realice las “interconexiones”.

Los sistemas de microprocesadores que se estudian en este libro son los que se usan como sistemas de control y se llaman **microprocesadores embedidos**. Esto se debe a que el microprocesador está dedicado a controlar una función específica y arranca por sí mismo sin requerir la intervención humana, y está totalmente autocontenido con sus propios programas de operación. Para el ser humano no es aparente que el sistema sea de microprocesador. Así, una moderna lavadora de ropa contiene un microprocesador y todo lo que el operador debe hacer para que funcione es seleccionar qué tipo de lavado requiere al oprimir los botones apropiados o girar un selector y luego oprimir el botón de arranque.

Este capítulo presenta un panorama general de la estructura de los microprocesadores y los microcontroladores; en los dos siguientes capítulos se estudia la programación y en el Capítulo 20 las interfaces.

17.2

Sistemas micropro- cesadores

Los sistemas microprocesadores constan de tres partes: la **unidad central de procesamiento (CPU)**, la cual reconoce y ejecuta las instrucciones de un programa. Ésta es la parte que usa el microprocesador, las **interfaces de entrada y salida**, para manejar las comunicaciones entre la computadora y el mundo exterior; el término **puerto** se usa para la interfaz, y la **memoria**

Cada bit de una palabra _____
 se manda de manera _____
 separada junto con su _____
 propio conductor
 Los buses emplean transmisión paralela

Los buses _____
 no emplean transmisiones
 seriales con todos los bits de una
 palabra enviados por un conductor

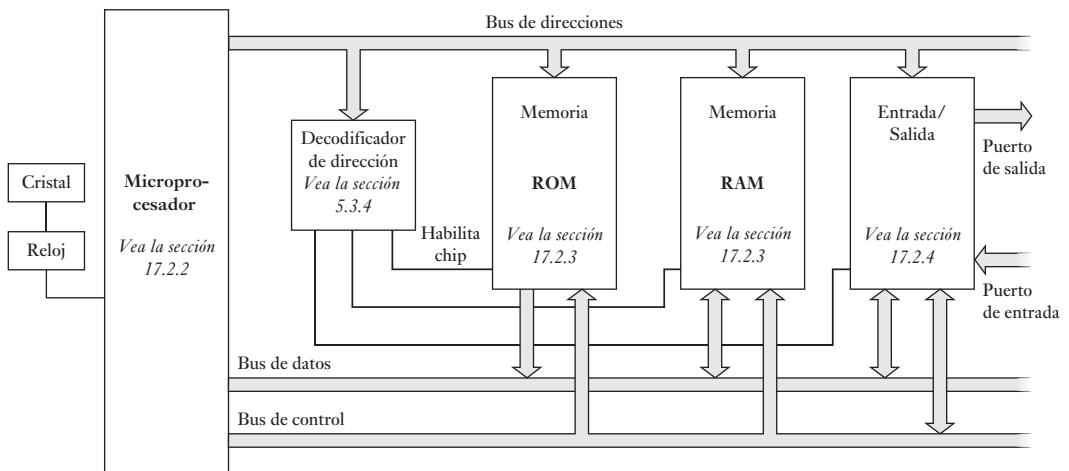


Figura 17.1 Forma general de un sistema microprocesador y sus buses.

es donde se almacenan instrucciones de programas y datos. La Figura 17.1 ilustra un arreglo general de un sistema microprocesador.

Los microprocesadores que contienen memoria y varios arreglos de entrada y salida en un mismo chip se llaman **microcontroladores**.

17.2.1 Buses

Las señales digitales se desplazan de una sección a otra a través de vías llamadas **buses**. En sentido físico, el bus consta de varios conductores a través de los cuales se transportan diversas señales eléctricas y son vías que pueden compartir todos los chips en el sistema. Esto se debe a que si sus conexiones separadas se utilizaran entre los chips, habría una cantidad muy grande de conductores de conexiones. Cuando se utilizan buses de conexiones compartidas significa que el chip pone los datos en el bus, el otro chip tiene que esperar su turno hasta que termine la transferencia de datos antes de que uno de ellos pueda poner sus datos en el bus. Por lo general, un bus tiene 16 o 32 conexiones paralelas de manera que cada una pueda llevar 1 bit de una palabra de datos simultáneamente. Esto agiliza la transmisión que al tener una conexión en serie envía una palabra completa en una secuencia de bits por un conductor.

Hay tres formas de bus en un sistema microprocesador:

1. Bus de datos

Los datos asociados con las funciones de procesamiento de la CPU fluyen a través del **bus de datos**. De esta manera, se utiliza para transportar palabras hacia o desde la CPU y la memoria o las interfaces de entrada/salida. En cada línea del bus viaja una señal binaria, es decir, un 0 o un 1. Así, en

un bus de cuatro líneas se podría transportar la palabra 1010; en cada cable se transporta un bit, es decir:

Palabra	Línea del bus
0 (bit menos significativo)	Primera línea del bus de datos
1	Segunda línea del bus de datos
0	Tercera línea del bus de datos
1 (bit más significativo)	Cuarta línea del bus de datos

Entre más líneas tenga el bus de datos, más larga podrá ser la palabra que se utilice. El intervalo de valores que puede adoptar un elemento de datos está restringido al espacio correspondiente a cierta longitud de palabra. Así, para una palabra con longitud de 4 bits, la cantidad de valores es $2^4 = 16$. Suponga que mediante estos datos se desea representar una temperatura, entonces el intervalo de temperaturas posibles se divide en 16 segmentos suponiendo que el intervalo se representa por una palabra de 4 bits. Los primeros microprocesadores eran dispositivos de 4 bits (longitud de palabra), y todavía se emplean mucho en dispositivos como juguetes, lavadoras y controladores de calefacción central doméstica. Después aparecieron los microprocesadores de 8 bits, por ejemplo, el Motorola 6800, el Intel 8085A y el Zilog Z80. En la actualidad existen microprocesadores de 16, 32 y 64 bits; sin embargo, los microprocesadores de 8 bits aún se utilizan mucho en controladores.

2. Bus de direcciones

El **bus de direcciones** transporta señales que indican dónde se pueden encontrar los datos y hace la selección de alguna localidad de memoria o los puertos de entrada y salida. Cada localidad en la memoria tiene una identificación única, denominada “dirección”, de modo que los sistemas son capaces de seleccionar una instrucción o datos específicos en la memoria. Cada interfaz entrada/salida tiene también una dirección. Cuando una dirección dada se selecciona, colocándola en el bus de direcciones, dicha localidad será la única que estará abierta a la comunicación que se envía desde la CPU. Es decir, la CPU sólo puede comunicarse con una localidad a la vez. Una computadora con un bus de datos de 8 bits tiene un bus de direcciones de 16 bits, es decir, 16 líneas. La magnitud del bus de direcciones permite 2^{16} localidades direccionadas. La cantidad de 2^{16} corresponde a 65 536 localidades y en general se expresa como 64 K, donde K es igual a 1024. Entre más memoria direccionable haya, mayor es la cantidad de datos que es posible guardar, así como mayor y más complejo el programa que se puede utilizar.

3. Bus de control

Las señales referentes a las acciones de control se transportan en el **bus de control**. Por ejemplo, es necesario que el microprocesador informe a los dispositivos de memoria si se están leyendo datos de un dispositivo de entrada o se están escribiendo datos a un dispositivo de salida. El término READ se usa para recibir señales y WRITE para enviarlas. El bus de control también se usa para transportar las señales de reloj del sistema que deben sincronizar todas las acciones del sistema microprocesador. El reloj es un oscilador controlado por un cristal y produce pulsos de períodos regulares.

17.2.2 El microprocesador

En general se hace referencia al microprocesador como la unidad de procesamiento central (CPU). Esta es la parte del procesador en la que se procesan

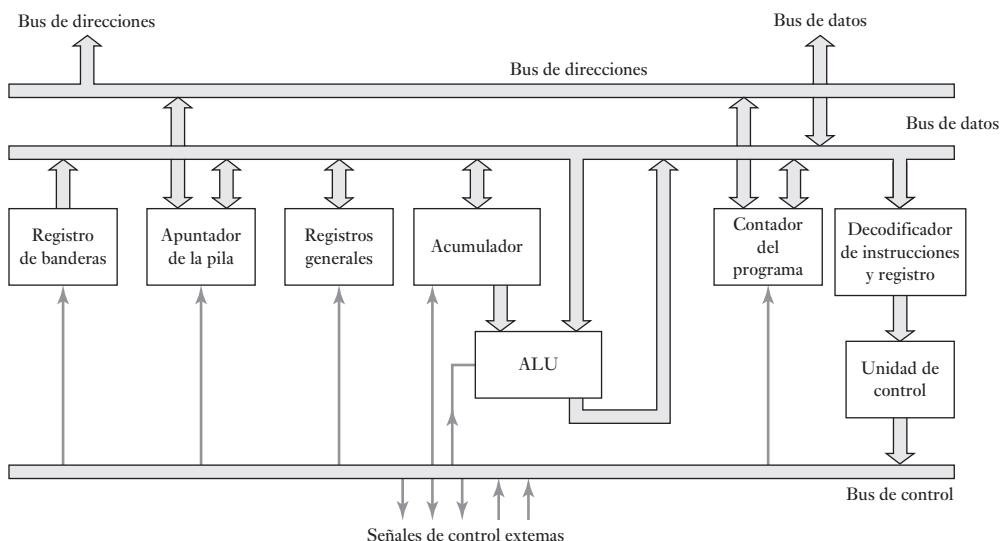


Figura 17.2 Arquitectura interna general de un microprocesador.

los datos, se traen instrucciones y datos. La estructura interna, conocida como **arquitectura** de un microprocesador, depende del microprocesador que se esté considerando. La Figura 17.2 indica, en forma simplificada, la arquitectura general de un microprocesador.

Las siguientes son las funciones de las partes que forman un microprocesador:

1. Unidad lógica y aritmética (ALU)

La unidad lógica y aritmética es la responsable de llevar a cabo la manipulación de los datos.

2. Registros

Los datos internos que la CPU suele utilizar se mantienen temporalmente en un grupo de **registros** mientras se ejecutan las instrucciones. Éstos son localidades de memoria dentro del microprocesador y se usan para almacenar información involucrada en la ejecución de un programa. Un microprocesador contendrá un grupo de registros, cada tipo de registro tiene una función diferente.

3. Unidad de control

La **unidad de control** determina la temporización y secuencia de las operaciones. Ésta genera señales de temporización utilizadas para traer de la memoria una instrucción del programa y ejecutarla. La 6800 de Motorola utiliza un reloj con frecuencia máxima de 1 MHz, es decir, un periodo de reloj de 1 μ s; y las instrucciones requieren entre dos y doce ciclos de reloj. Las operaciones pertenecientes a los microprocesadores se reconocen por la cantidad de ciclos que se requieren para ejecutarlas.

Existen diversos tipos de registros; la cantidad, la dimensión y el tipo de los registros varía de un microprocesador a otro. Los siguientes son los registros más comunes:

1. Registro acumulador

El registro acumulador (A o Acc) es donde se guardan los resultados de la unidad lógica y aritmética temporalmente. Para que la CPU pueda habilitar el acceso, es decir, usar las instrucciones o datos guardados en la memoria, es

necesario que proporcione la dirección de memoria del dato requerido, utilizando el bus de direcciones. Una vez hecho lo anterior, la CPU podrá usar las instrucciones o datos necesarios por el bus de datos. Dado que sólo es posible leer de una localidad de memoria a la vez, es necesario recurrir a un almacenamiento temporal cuando, por ejemplo, se combinan números: al sumar dos números, uno de ellos se trae de una dirección y se deja en el acumulador mientras que la CPU trae el otro número de otra dirección de memoria. A partir de este momento, la unidad lógica y aritmética de la CPU puede operar ambos números. El resultado se transfiere al acumulador. Éste, por lo tanto, es un registro de retención temporal para permitir que la unidad lógica y aritmética haga operaciones con los datos y, una vez terminadas las operaciones, el registro retenga los resultados. Por ello, participa en todas las transferencias de datos asociadas con la ejecución de operaciones aritméticas y lógicas.

2. Registro de estado o registro de código de condición o registro de banderas

Este registro contiene información relacionada con el resultado de la última operación realizada en la unidad lógica y aritmética. El registro contiene bits individuales, los cuales tienen un significado especial. Estos bits se conocen como **banderas**. El estado de la última operación se indica con cada bandera que se ajusta o se restablece, según sea el caso, para indicar un estado específico. Por ejemplo, para indicar si el resultado de la última operación es negativo, es cero, si hay acarreo (por ejemplo, el resultado de la suma de los números binarios 1010 y 1100 es (1)0110, que podría ser mayor que el tamaño de la palabra del microprocesador, por lo que se acarrea un 1 de sobreflujo), si hay desbordamiento, o si existe la posibilidad de interrumpir el programa para permitir que ocurra un evento externo. Las siguientes son las banderas más comunes:

Bandera	Ajuste, es decir, 1	Restablecimiento, es decir, 0
Z	El resultado es cero	El resultado no es cero
N	El resultado es negativo	El resultado no es negativo
C	Se genera acarreo	No se genera acarreo
V	Se produce desbordamiento	No se produce desbordamiento
I	Se ignora la interrupción	La interrupción se procesa de manera normal

A manera de ilustración, considere el estado de las banderas Z, N, C y V para la operación de suma de los números hexadecimales 02 y 06. El resultado es 08. Como no es cero, entonces Z es 0. El resultado es positivo, de modo que N es 0. No hay acarreo, de modo que C es 0. El resultado sin signo está en el intervalo -128 a + 127 y no hay desbordamiento, así que V es 0. Ahora considere las banderas cuando los números hexadecimales sumados son F9 y 08, el resultado es (1)01. El resultado no es cero, así Z es 0. Como es positivo, N es 0. El resultado sin signo tiene acarreo y C es 1. El resultado sin signo está en el intervalo -128 a +127 y entonces V es 0.

3. Contador del programa (PC) o apuntador de instrucciones (IP)

Mediante este registro la CPU controla su posición en un programa. En este registro contiene la dirección de la localidad de memoria que tiene la siguiente instrucción del programa. Cada vez que se ejecuta una instrucción, el registro contador del programa se actualiza de forma que siempre contiene la dirección de la localidad de memoria donde está almacenada la siguiente instrucción que se va a ejecutar. El contador del programa se incrementa

cada vez para que la CPU ejecute las instrucciones en secuencia, a menos que una instrucción, como JUMP (salto) o BRANCH (ramificación) la cambie.

4. Registro de direccionamiento de memoria (MAR)

Este contiene la dirección de los datos. Por ejemplo, al sumar dos números, el registro de direccionamiento de memoria almacena la dirección del primer número. Los datos en esa dirección se transfieren al acumulador. Después el segundo número se almacena en el registro de direccionamiento de memoria. El dato de esta dirección se suma al dato en el acumulador. El resultado se guarda en una dirección que invoca el registro de direccionamiento de memoria.

5. Registro de instrucciones (IR)

Este registro guarda instrucciones. Después de traer una instrucción de la memoria a través del bus de datos, la CPU la almacena en el registro de instrucciones. Después de cada traída de instrucción, el microprocesador incrementa el contador del programa en uno y como resultado el contador del programa apunta a la siguiente instrucción que espera ser traída. La instrucción puede entonces decodificarse y usarse para ejecutar una operación. Esta secuencia se conoce como **ciclo de trae-ejecuta**.

6. Registros de propósito general

Estos registros pueden servir para almacenar datos o direcciones en forma temporal y se utilizan en operaciones de transferencias entre varios registros.

7. Registro de apuntador de la pila (SP)

El contenido de este registro almacena una dirección que define el tope de la pila en la memoria RAM. La **pila** es un área especial de memoria donde se almacenan los valores del contador de programa cuando se ejecuta una subrutina.

La cantidad y tipo de registros dependerá del microprocesador que se use. Por ejemplo, el microprocesador 6800 de Motorola (Figura 17.3) tiene dos registros acumuladores, un registro de estado, un registro de índice, un registro de apuntador de pila y un registro de contador de programa. El registro de estado tiene bits de bandera para indicar signo negativo, cero, acarreo, desbordamiento, medio acarreo e interrupción. El microprocesador 6802 de Motorola es similar, pero incluye memoria RAM y un reloj integrado.

El microprocesador 8085A de Intel es un desarrollo basado en el procesador 8080, éste requería un generador de reloj externo mientras que el 8085A tiene un generador de reloj integrado. Los programas escritos para el 8080 se pueden correr en el 8085A. El 8085A tiene seis registros de propósito general B, C, D, E, H y L, un apuntador de pila, un contador del programa, un registro de banderas y dos registros temporales. Los registros de propósito general se pueden usar como seis registros de 8 bits o en pares BC, DE y HL como registros de 16 bits. La Figura 17.4 muestra un diagrama de bloques representativo de la arquitectura.

Como será aparente a partir de las Figuras 17.3 y 17.4, los microprocesadores tienen una gama amplia de entradas y salidas de control y temporización. Éstas proveen salidas cuando un microprocesador está llevando a cabo ciertas operaciones y entradas para influenciar operaciones de control. Adicionalmente existen entradas relacionadas con el control de interrupciones. Éstas se diseñaron para permitir que la operación de un programa se interrumpa como resultado de algún evento externo.

17.2.3 Memoria

La unidad de memoria de un microprocesador guarda datos binarios y toma la forma de uno o varios circuitos integrados. Los datos pueden ser códigos de instrucciones de un programa, o números con los que se realizan operaciones.

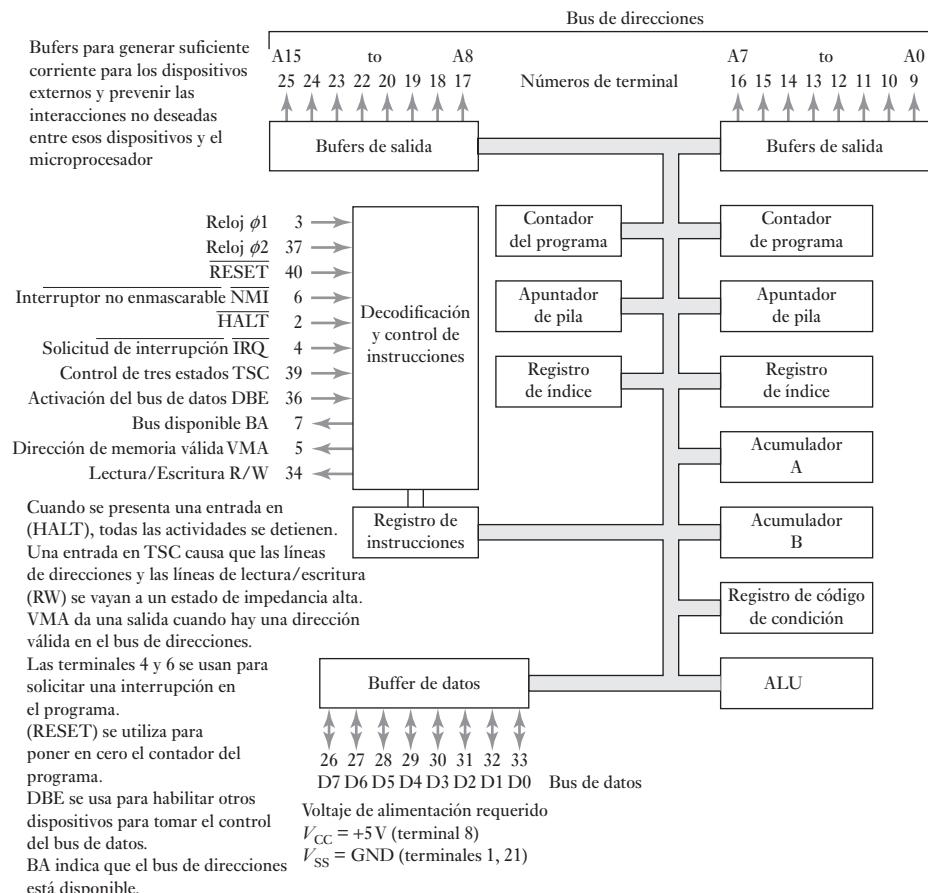


Figura 17.3 Arquitectura del microprocesador 6800 de Motorola.

El tamaño de la memoria depende de la cantidad de líneas del bus de direcciones. Los elementos de la unidad de memoria están formados en esencia por grandes cantidades de celdas de memoria, cada una guarda un bit 0 o 1. Las celdas de memoria se agrupan por localidades, y cada localidad puede guardar una palabra. Para accesar la palabra almacenada, se identifica cada localidad por una dirección única. De esta manera, en un bus de dirección de 4 bits se pueden identificar 16 direcciones diferentes, cada una tal vez, capaz de guardar un byte, es decir, un grupo de 8 bits (Figura 17.5).

La capacidad de la unidad de memoria se especifica por la cantidad de localidades de memoria disponibles; 1 K es $2^{10} = 1024$ localidades; una memoria de 4 K tiene 4096 localidades.

Existen varios tipos de unidad de memoria:

1. ROM

Cuando se guardan datos en forma permanente, se utiliza un dispositivo de memoria conocido como memoria de sólo lectura (ROM). Las memorias ROM se programan con el contenido que se requiere durante la fabricación del circuito integrado. Mientras el chip de memoria esté en la computadora no es posible escribirle datos, sólo se permite la lectura, y se utiliza para programas fijos, como el sistema de arranque o "boot" de una computadora y programas para aplicaciones. Aun cuando se suspenda

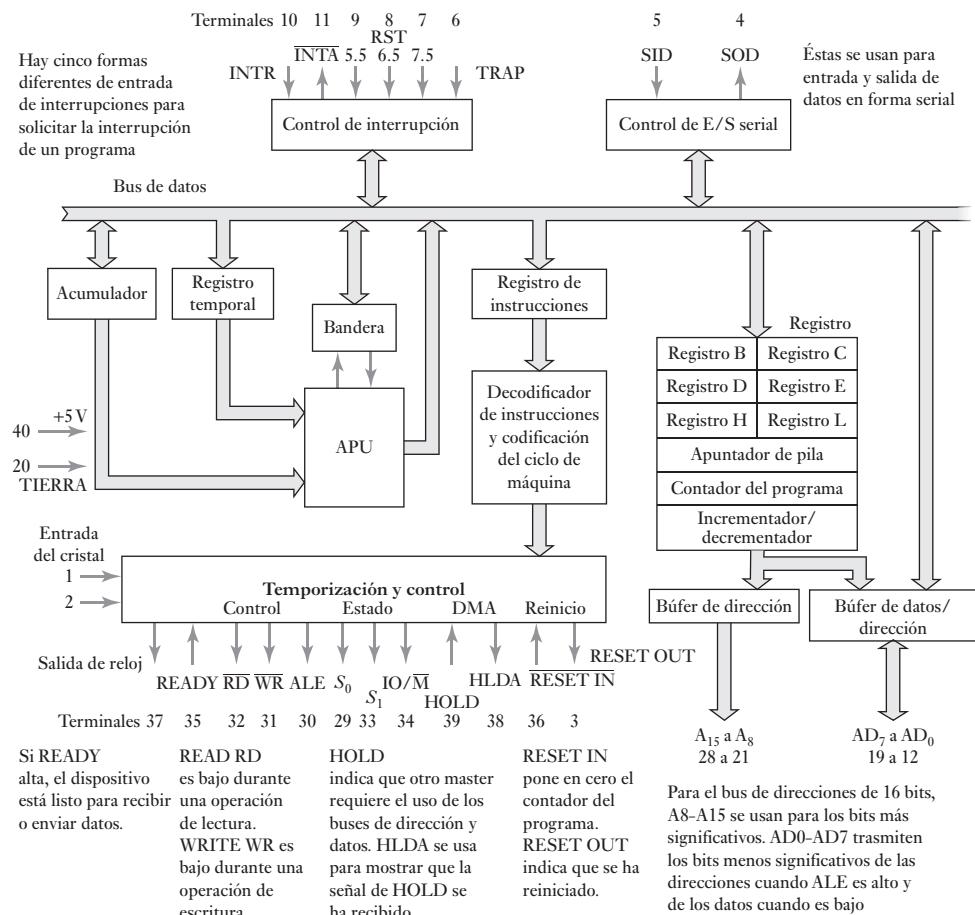


Figura 17.4 Arquitectura del microprocesador Intel 8085A.

Dirección	Contenido de los datos
0000	██████████
0001	██████████
0010	██████████
0011	██████████
0100	██████████
etc.	
1111	██████████

Figura 17.5 Tamaño del bus de dirección.

la alimentación eléctrica, esta memoria no pierde su contenido. La Figura 17.6a) muestra las conexiones de un chip de ROM típico capaz de guardar 1 K × 8 bits.

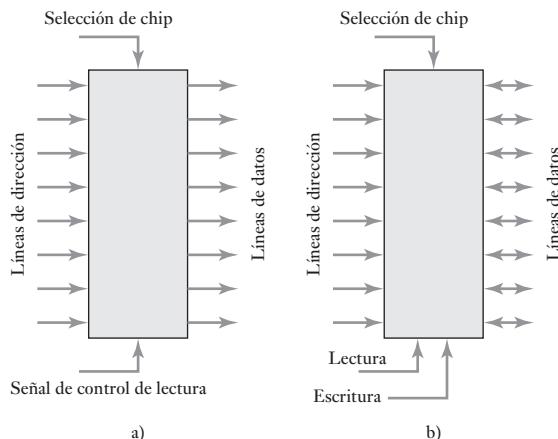
2. PROM

El término **ROM programable (PROM)** se refiere a las memorias ROM que puede programar el usuario. En un principio, las celdas de memoria tienen un fusible como eslabón que mantiene su memoria en 0. Al hacer pasar una corriente por el fusible, se abre de manera permanente y el valor cambia de 0 a 1. Una vez que el eslabón está abierto, los datos se guardan en forma permanente en la memoria y ya no es posible modificarlos.

3. EPROM

El término **ROM borrable y programable (EPROM)** se refiere a memorias ROM que es posible programar y modificar. Un chip de EPROM típico contiene una serie de pequeños circuitos electrónicos, celdas, donde se almacena una carga. Para almacenar el programa se aplican voltajes a las terminales del circuito integrado y se produce una configuración de celdas

Figura 17.6 a) chip de ROM,
b) chip de RAM.



cargadas y no cargadas. Esta configuración queda permanente en el chip hasta que la borra un haz de luz ultravioleta que pasa por una ventana de cuarzo ubicada en la parte superior del dispositivo. Esto provoca la descarga de todas las celdas. Por lo tanto, es posible volver a programar el chip. La EPROM 2716 de Intel tiene 11 conexiones de dirección y una para activación, la cual se activa con un valor bajo.

4. EEPROM

La PROM eléctricamente borrable (EEPROM) es similar a las EPROM, pero para el borrado se utiliza un voltaje relativamente alto, en vez de la luz ultravioleta.

5. RAM

Los datos temporales, es decir, datos con los que se están realizando operaciones, se guardan en una memoria de lectura/escritura conocida como **memoria de acceso aleatorio** (RAM); en ella se puede leer y escribir. La Figura 17.6b) muestra las conexiones típicas del chip de una RAM de $1\text{ K} \times 8$ bits. El chip de RAM 6810 de Motorola tiene siete conexiones de dirección y seis para selección; de éstas, cuatro se activan con un valor bajo y dos con uno alto; para activar la RAM, todas se deben activar al mismo tiempo.

Cuando en una ROM se guarda un programa, estará disponible y listo cuando se activa el sistema. Los programas que se guardan en una ROM se conocen como **firmware** (microprogramas). Algunos deben estar presentes siempre. Los programas guardados en una RAM se conocen como **software**. Cuando el sistema se activa, el software se puede cargar en la RAM desde el equipo periférico, como el teclado, el disco duro o un disco flexible.

17.2.4 Entrada/salida

La operación de entrada/salida se define como la transferencia de datos entre el microprocesador y el mundo exterior. El término **dispositivos periféricos** se refiere a las piezas de equipo que intercambian datos con un sistema de microprocesador. Dado que las velocidades y características de los dispositivos periféricos pueden ser muy distintas a las del microprocesador, se conectan a través de circuitos de interfaz. Una de las funciones más importantes de uno de estos circuitos es sincronizar la transferencia de datos entre el microprocesador

y el dispositivo periférico. En las operaciones de entrada, el dispositivo de entrada coloca los datos en el registro de datos del circuito de interfaz; estos datos permanecen ahí hasta que los lee el microprocesador. En las operaciones de salida, el microprocesador coloca los datos en el registro hasta que los lee el dispositivo periférico.

Para que el microprocesador introduzca datos válidos de un dispositivo de entrada necesita estar seguro de que el circuito de interfaz ha retenido correctamente los datos de entrada. Para ello realiza un **muestreo** o una **interrupción**. En el primer caso, el chip de interfaz recurre a un bit de estado definido como 1 para indicar que los datos son válidos. El microprocesador sigue verificando hasta que aparece este bit de estado en 1. El problema con este método es que el microprocesador debe esperar hasta encontrar el bit de estado. En el método de interrupción, el circuito de interfaz envía una señal de interrupción al microprocesador cuando contiene datos válidos; el microprocesador suspende la ejecución de su programa principal y ejecuta la rutina asociada con la interrupción para leer los datos.

17.2.5 Ejemplos de sistemas

La Figura 17.7 muestra un ejemplo de un sistema basado en microprocesador que usa el microprocesador 8085A de Intel: tiene un registro de direcciones 74LS373, un decodificador de direcciones de 3 a 8 líneas 74LS138, dos chips 2114 de memoria RAM de $1K \times 4$, un chip 2716 de memoria EPROM de $2K \times 8$ y dos chips 74LS244 y 74LS374 que son, respectivamente, interfaces de entrada y salida.

1. Registro de direcciones

La salida de habilitación del registro de direcciones (ALE, *address latch enable*) proporciona una salida al hardware externo para indicar cuando las líneas AD0-AD7 contienen una dirección y cuando contienen datos. Cuando la ALE está en alto activa el registro y las líneas A0-A7 transfieren la parte baja de la dirección a este registro donde se enclava. Entonces cuando la ALE cambia y regresa a baja, de modo que los datos pueden salir del microprocesador, esta parte de la dirección permanece enclavada (**latched**) en el 74LS373. La parte alta de la dirección se envía a través de las líneas A8-A15 y siempre es válida; la dirección completa está dada por la parte baja en el registro de direcciones y la parte alta en el bus de direcciones del microprocesador.

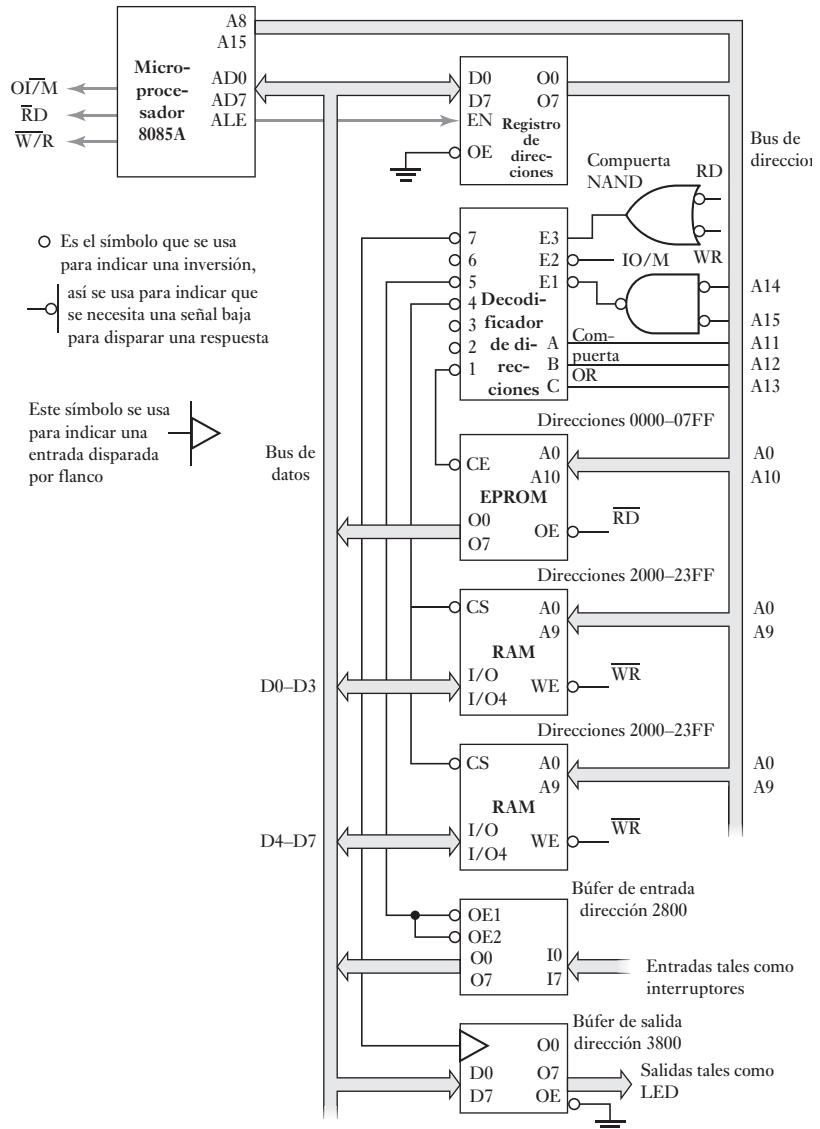
2. Decodificador de direcciones

El 74LS138 es un decodificador de 3 a 8 líneas y proporciona una señal activa baja en una de sus ocho salidas; la salida elegida depende de las señales en sus tres líneas de entrada A, B y C. Antes de poder elegir, debe habilitarse con las entradas de habilitación 1 y 2 en bajo y la 3 en alto.

3. EPROM

Los bits de dirección A11, A12, A13 y A14 se usan para seleccionar qué dispositivo se va a direccionar. Esto deja a los bits A0-A10 para la dirección, y entonces la EPROM puede tener $2^{11} = 2048$ direcciones, que es el tamaño de la memoria EPROM 2716 de Intel. La EPROM se selecciona siempre que el microprocesador lea una dirección entre 0000 y 07FF y da como salida su contenido de 8 bits al bus de datos a través de las líneas O0-O7. La línea de habilitación de salida (OE) se conecta a la salida de lectura del microprocesador para asegurar que la EPROM sea sólo de escritura.

Figura 17.7 Sistema Intel 8085A.



4. RAM

Se muestran dos chips de memoria RAM según se utilicen, cada uno de 1K × 4. En conjunto proporcionan una memoria para señales de 8 bits. Ambos chips utilizan los mismos bits de direcciones de A0-A9 para la selección de memoria, donde un chip proporciona los bits de datos de D0-D3 y el otro los bits de D4-D7. Con 10 bits para la dirección se tienen $2^{10} = 1024$ diferentes direcciones, de 2000 a 23FF. La memoria RAM usa la entrada de habilitación de escritura (WE) para determinar si se lee o escribe en la memoria. Si la entrada está en bajo, se está escribiendo en la dirección de la RAM seleccionada, si está en alto se está leyendo.

5. Buffer de entrada

El buffer de entrada 74LS244 pasa el valor binario de las entradas sobre el bus de datos siempre que OE1 y OE2 estén en bajo. Se accede a éste mediante

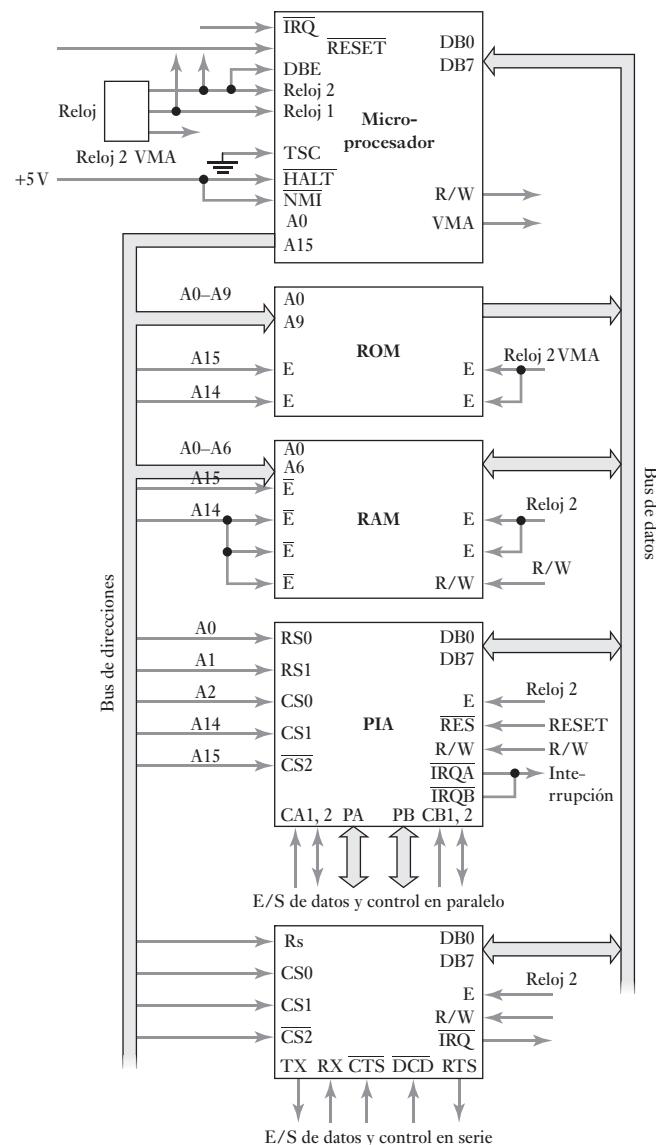
cualquier dirección entre 2800 y 2FFF, así, se podría utilizar 2800. El buffer es para asegurar que las entradas no sean carga para el microprocesador.

6. Registro de salida

El chip 74LS374 es un registro de salida. Enclava o retiene la salida del microprocesador de manera que los dispositivos de salida tengan tiempo para leerlo, mientras que el microprocesador puede seguir con otras instrucciones de su programa. El registro de salida está dado por un intervalo de direcciones de 3800 a 3FFF y de este modo podría direccionarse usando 3800.

La Figura 17.8 muestra un ejemplo de un sistema basado en el uso del microprocesador 6800 de Motorola que sólo tiene un chip de RAM, un chip de ROM y entrada/salida programable. Con este sistema no es necesaria la decodificación de direcciones debido al reducido número de dispositivos involucrados. Para las entradas/salidas. No es necesario decodificar la dirección con

Figura 17.8 Sistema M6800.



este sistema. En paralelo se usa un adaptador de interfaz periférico (PIA) (sección 20.4) y para entradas/salidas en serie se utiliza un adaptador de interfaz asíncrono (ACIA) (sección 20.5). Éstos se pueden programar para manejar las entradas y salidas y dar el aislamiento requerido.

1. RAM

Las líneas de direcciones A14 y A15 se conectan a las entradas de habilitación del chip de RAM. Cuando ambas líneas están en bajo, el chip de la memoria RAM está conversando con el microprocesador.

2. ROM

Las líneas de direcciones A14 y A15 se conectan a las entradas de habilitación del chip de ROM y cuando las señales en ambas líneas están en alto, entonces se está direccionando el chip de la memoria ROM.

3. Entradas/salidas

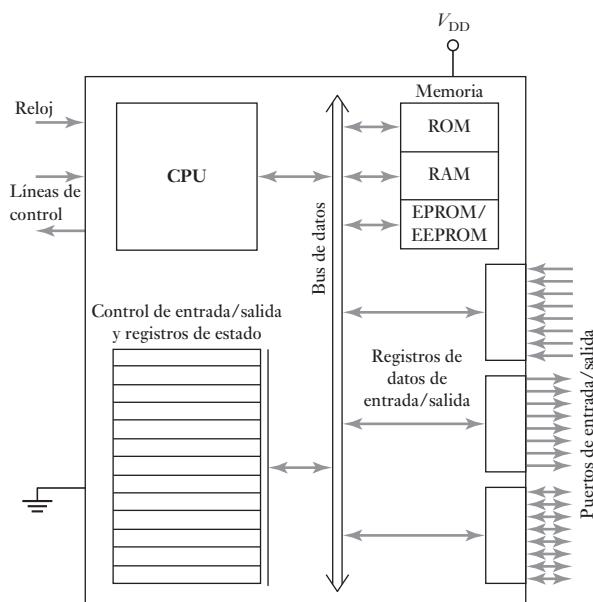
Las líneas de direcciones A14 y A15 se conectan a las entradas de habilitación de PIA y ACIA. Cuando la señal en la línea A15 es baja y la señal en la A14 es alta entonces se direccionan las interfaces entrada/salida. A fin de indicar qué dispositivos se están habilitando, la línea A2 de direcciones se hace alta para el PIA y la línea A3 se hace alta para el ACIA.

17.3

Microcontroladores

Para que un microprocesador pueda funcionar como un sistema aplicado al control, son necesarios chips adicionales, por ejemplo, dispositivos de memoria para almacenar programas y datos, así como puertos de entrada/salida para permitir que se comunique con el mundo exterior y reciba señales desde él. El microcontrolador integra en un chip de microprocesador con memoria, interfaces de entrada/salida y otros dispositivos periféricos como temporizadores. La Figura 17.9 muestra un diagrama de bloques general de un microcontrolador.

Figura 17.9 Diagrama de bloques de un microcontrolador.



Un microcontrolador común tiene terminales para la conexión externa de entradas y salidas, alimentación eléctrica y señales de reloj y de control. Las conexiones de entrada y salida se agrupan en unidades denominadas puertos de entrada/salida. Por lo general, estos puertos tienen ocho líneas para poder transportar una palabra de datos de 8 bits. Para una palabra de 16 bits utilizan dos puertos, uno para transmitir los 8 bits inferiores, y otro para los 8 bits superiores. Los puertos pueden ser sólo entrada o sólo salida, o programables para funcionar como entrada o salida.

El 68HC11 de Motorola, el 8051 de Intel y el PIC16C6x/7x son ejemplos de microcontroladores de 8 bits en cuanto a que el bus de datos tiene capacidad para 8 bits. El 68HC16 de Motorola es un ejemplo de microcontrolador de 16 bits y el 68300 de Motorola es un microcontrolador de 32 bits. Los microcontroladores tienen cantidades limitadas de ROM y RAM y se usan ampliamente para sistemas de control integrados. Un sistema de microprocesador con memoria separada y chips de entrada/salida es más apropiado para procesar información en un sistema de computadora.

17.3.1 El M68HC11 de Motorola

Motorola cuenta con dos familias básicas de microcontroladores de 8 bits: el 68HC05, que es la versión económica, y el 68HC11, que es la versión con rendimiento superior. La familia M68HC11 de Motorola (Figura 17.10) se basa en el microprocesador 6800 de Motorola, el cual es muy utilizado para sistemas de control.

Existen muchas versiones en esta familia, las diferencias se deben al tipo de RAM, ROM, EPROM, EEPROM y las características del registro de configuración. Por ejemplo, una versión (68HC11A8) tiene 8 K de ROM,

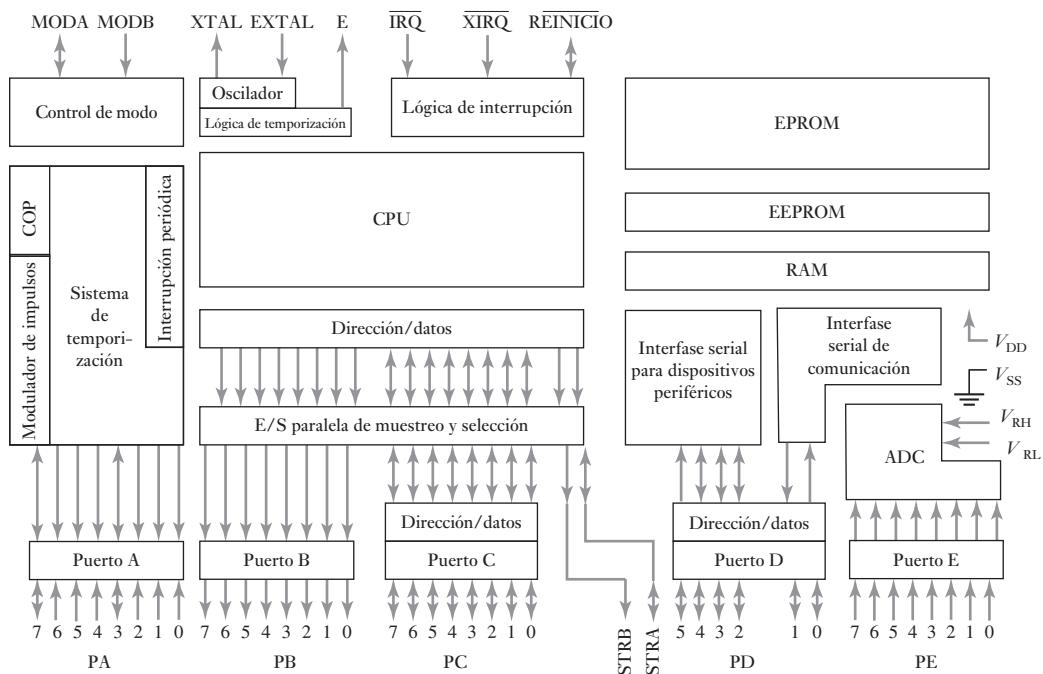


Figura 17.10 Diagrama de bloques del M68HC11.

512 bytes de EEPROM, 256 bytes de RAM, un sistema de temporización de 16 bits, una interfaz serial síncrona, una interfaz de comunicación serial sin retorno a cero asíncrona, un convertidor analógico a digital de 8 bits, 8 canales, para las entradas analógicas y cinco puertos A, B, C, D y E.

1. Puerto A

El puerto A tiene sólo tres líneas de entrada, cuatro líneas de salida y una línea que funciona como entrada o salida. La dirección del registro de datos del puerto A es \$1000 (Figura 17.11), la dirección del registro de control del acumulador de pulsos es \$1026 (Figura 17.12); este registro controla la función de cada bit del puerto A. Este puerto también permite el acceso al temporizador interno del microcontrolador, los bits PAMOD, PEDGE, RTR1 y RTRO controlan el acumulador de pulsos y el reloj.

Figura 17.11 Registro del puerto A.

Registro de datos del puerto A \$1000

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
-----	---	---	---	---	---	---	---	---

Figura 17.12 Registro del control del acumulador de pulsos.

Registro de datos del control del acumulador de pulsos \$1026

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
DDRA7 fijo como 0 para entrada y 1 para salida			PAMOD	0	0	RTR1	RTRO	
PAEN6 fijo en 0 para desactivar el acumulador de impulsos y permitir utilizar el puerto A para E/S; se fija a 1 para activar el acumulador de pulsos				PEDGE				

2. Puerto B

El puerto B sólo funciona como salida y tiene ocho líneas (Figura 17.13). No es posible colocar datos de entrada en las terminales del puerto B. Su registro de datos está en la dirección \$1004 y para extraer datos es necesario escribir a esta ubicación de memoria.

Figura 17.13 Registro del puerto B.

Registro de datos del puerto B \$1004

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
-----	---	---	---	---	---	---	---	---

3. Puerto C

El puerto C puede ser entrada o salida; los datos se escriben o leen de su registro de datos en la dirección \$1003 (Figura 17.14). Su dirección se controla mediante el registro de direcciones de datos del puerto en la dirección \$1007. Los ocho bits en este registro corresponden a los bits individuales del puerto C y determinan si las líneas son de entrada o salida; cuando el bit del registro de dirección de datos se fija en 0 es una entrada y cuando se fija en 1 es una salida. Las líneas STRA y STRB (cuando funcionan en modo chip sencillo) se vinculan a los puertos B y C y se utilizan para las señales de protocolo (handshake) de dichos puertos. Estas líneas controlan el tiempo de transferencia de datos. El registro de control de E/S en

Figura 17.14 Registro del puerto C.

Registro de datos del puerto C \$1003

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
-----	---	---	---	---	---	---	---	---

Registro de datos del puerto C \$1007

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
-----	---	---	---	---	---	---	---	---

Cuando un bit es puesto en 0, el bit correspondiente en el puerto es una entrada, cuando es puesto en 1, una salida

paralelo PIOC, en la dirección \$1002 contiene bits para controlar el modo de handshake, así como la polaridad y los flancos activos de las señales de handshake.

4. Puerto D

El puerto D contiene sólo seis líneas, que pueden ser entrada o salida, y su registro de datos está en la dirección \$1008 (Figura 17.15); las direcciones se controlan mediante el registro de direcciones del puerto, en la dirección \$1009; el bit correspondiente se define como 0 para una entrada y como 1 para una salida. El puerto D también sirve como conexión a los dos subsistemas seriales del microcontrolador. La interfaz para comunicación serial es un sistema asíncrono que proporciona una comunicación serial compatible con modems y terminales. La interfaz periférica serial es un sistema síncrono de alta velocidad diseñado para comunicar el microcontrolador y los componentes periféricos compatibles con estas velocidades.

Figura 17.15 Registros del puerto D.

Registro de datos del puerto D \$1008								Registro de datos del puerto D \$1009									
Bit			5	4	3	2	1	0	Bit			5	4	3	2	1	0
Cuando un bit es puesto en 0, el bit correspondiente en el puerto es una entrada, cuando es puesto en 1, una salida																	

5. Puerto E

El puerto E es de 8 bits sólo de entrada (Figura 17.16) que se puede utilizar como puerto de entrada de propósito general, o para entradas al convertidor interno analógico-digital. Las dos entradas V_{RH} y V_{RL} proporcionan voltaje de referencia al ADC. El registro de datos del puerto E está en la dirección \$1002.

Figura 17.16 Registro del puerto E.

Registro de datos del puerto E \$100A								
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0

El 68HC11 tiene un convertidor analógico-digital interno; los bits del puerto E, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 y 7 son las terminales de la entrada analógica. Dos líneas V_{RH} y V_{LH} proporcionan los voltajes de referencia al ADC; el voltaje de referencia alto V_{RH} no debe ser menor que V_{DD} , o sea, 5 V, y el voltaje de referencia bajo V_{LH} no debe ser menor que V_{SS} , o sea, 0 V. El ADC debe habilitarse antes de que se pueda usar. Esto se hace estableciendo el bit de control ADPU (encendido A/D) en el registro OPTION (Figura 17.17), o sea el bit 7. El bit 6 selecciona la fuente de reloj para el ADC. Se requiere un retardo de cuando menos 100 μ s después del encendido para permitir que el sistema se estabilice.

Figura 17.17 Registro OPTION.

Registro OPTION \$1039								
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
ADPU	CSEL	IRQE	DLY	CME		CR1	CR2	
└ Selecciona reloj 0 = selecciona reloj E, 1 = selecciona oscilador RC interno								
└ 0 = A/D no encendido, 1 = A/D encendido								

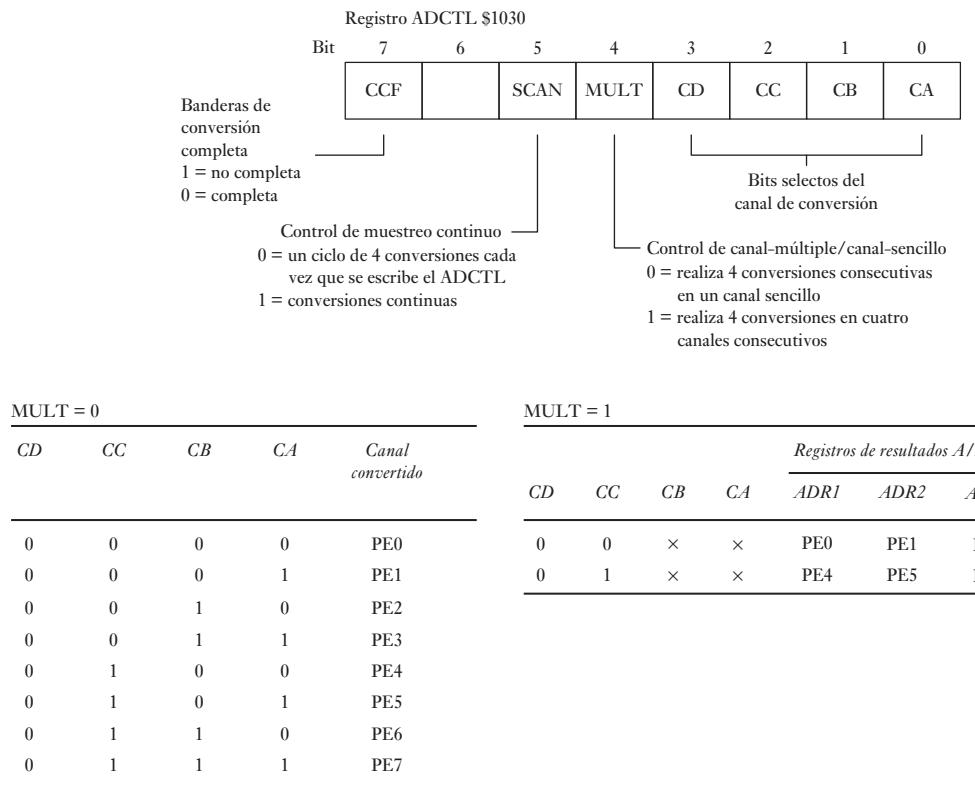


Figura 17.18 Registro ADCTL.

La conversión analógica a digital se inicia escribiendo al registro ADCTL (registro A/D control/estado) después de encenderlo y del retraso de estabilización (Figura 17.18). Esto implica seleccionar canales y modos de operación. La conversión inicia un ciclo de reloj después. Por ejemplo, si se selecciona un canal sencillo haciendo MULT = 0 las cuatro conversiones A/D sucesivas se harán en el canal seleccionado por los bits C.D.-C.A. El resultado de la conversión se guarda en los registros de resultados A/D ADR1-ADR4.

6. Modos

MODA y MODB son dos terminales que se pueden usar para definir, durante el encendido, el funcionamiento del microcontrolador en uno de cuatro modos posibles: inicio especial, prueba especial, un solo chip y ampliado:

MODB	MODA	Modo
0	1	Inicio especial
0	1	Prueba especial
1	0	Un solo chip
1	1	Ampliado

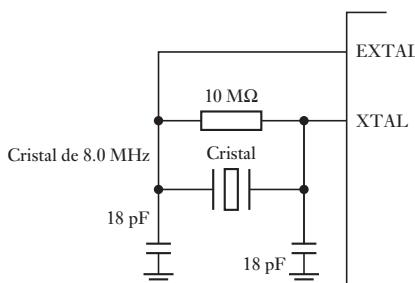
En el modo de un solo chip, el microcontrolador es por completo auto-suficiente, excepto por una fuente de reloj externa y un circuito de reinicio. Con este modo, es posible que los recursos propios del microcontrolador no sean suficientes como la memoria; en estos casos se puede usar el modo ampliado para aumentar el número de direcciones. Los puertos B y C proporcionan buses de dirección, datos y control. El puerto B ofrece las ocho terminales para la dirección superior y, el puerto C las terminales para los datos multiplexados y para la dirección inferior. El modo bootstrap permite al fabricante cargar programas especiales en una ROM especial para clientes que utilizan el M68HC11. Cuando el microcontrolador se configura en este modo, se carga el programa especial. El modo especial de prueba se usa principalmente para pruebas de producción internas en Motorola.

Después de seleccionar el modo, la conexión MODA se puede utilizar para determinar el inicio de la ejecución de una instrucción. La función de la terminal MODB es servir como un medio para que la RAM interna del chip pueda recibir energía cuando se suspende la energía eléctrica normal.

7. Terminales del oscilador

Las terminales del sistema oscilador XTAL y EXTAL son conexiones necesarias para accesar al oscilador interno. La Figura 17.19 muestra un circuito externo que puede usarse. Es el bus temporizador y funciona a un cuarto de la frecuencia del oscilador y se puede emplear para sincronizar eventos externos.

Figura 17.19 Salida del oscilador.



8. Controlador de interrupción

Este controlador permite al microcontrolador interrumpir un programa (vea la sección 20.3.3). Una interrupción es un evento que requiere la CPU para detener la ejecución normal de un programa y para realizar algún servicio relacionado con el evento. Las líneas IRQ y XIRQ están asignadas a las entradas de señales de interrupción externas. RESET es para el restablecimiento del microcontrolador lo que permite un arranque del sistema de manera ordenada. El estado de la terminal se puede configurar ya sea externa o internamente. Cuando una condición de reinicio se detecta, la señal de la terminal se configura baja para cuatro ciclos de reloj. Si después de más de dos ciclos aún sigue baja, entonces se debe considerar que ocurra una configuración externa. Si en la potencia de entrada V_{DD} se detecta una transición positiva, ocurre un restablecimiento en la potencia encendida. Esto equivale a un tiempo de retraso del ciclo 4064. Si la terminal reiniciada está baja al final del tiempo de retraso en la potencia encendida, el microcontrolador permanece en la condición de descanso hasta que suba.

9. Temporizador

El M68HC11 contiene un sistema de temporización que tiene un contador de ejecución libre, una función de comparación de cinco salidas, la capacidad para capturar el tiempo cuando se produce un evento externo, una

interrupción periódica en tiempo real y un contador, denominado acumulador de impulsos, para eventos externos. El contador de ejecución libre, denominado TCNT, es un contador de 16 bits que empieza a contar en 0000, cuando se restablece la CPU y sigue funcionando en forma continua sin que el programa lo pueda reiniciar. En cualquier momento se puede leer su valor. La fuente del contador es el temporizador de bus del sistema y se puede graduar de manera anticipada definiendo en el registro TMSK2 los bits PR0 y PR1 como bits 0 y 1 en la dirección \$1024 (Figura 17.20).

Figura 17.20 Registro TMSK2.

Registro de interruptor del temporizador 2 en la dirección \$1024							
Bit	7	6	5	4	3	2	1 0
							PR1 PR0

Factores de preescala

PR1	PR0	Factor de preescala	<i>Una cuenta</i>	
			Frecuencia del bus	
			2 MHz	1 MHz
0	0	1	0.5 ms	1 ms
0	1	4	2 ms	4 ms
1	0	8	4 ms	8 ms
1	1	16	8 ms	16 ms

La salida de las funciones de comparación permite especificar los tiempos en que ocurrirá una salida cuando termine la cuenta definida. El sistema de captura de entrada consigna el valor del contador cuando se produce una entrada, de manera que capture el tiempo exacto en que ocurre una entrada. Es posible configurar el acumulador de impulsos para que funcione como contador de eventos y cuente los impulsos de temporización externos o como acumulador de tiempo de modo que guarde la cantidad de impulsos que se producen durante cierto intervalo como resultado de la activación del contador y, después de cierto tiempo, se desactive. El registro de control de acumulador de impulsos, PACTL (Figura 17.12), que se encuentra en la dirección \$1026 se usa para seleccionar el modo de operación. El bit PAEN se establece en 0 para desactivar el acumulador de impulsos y en 1, para activarlo; el bit PAMOD se hace 0 para activar el modo de contador de eventos y 1 para el modo de tiempo activado; el bit PEDGE se hace 0 para que el acumulador de impulsos responda a un flanco descendente cuando opera en el modo contador de eventos y 1 para que responda a un flanco ascendente. En el modo de tiempo accionado, el bit PEDGE se hace 0 para desactivar el conteo cuando el bit 7 del puerto A es 0 y para que acumule cuando ese bit sea 1; cuando el bit PEDGE es 1 en este modo, se desactiva el conteo cuando el puerto A, bit 7 es 1 y se activa cuando es 0.

10. COP

Otra función de temporización es la función de la operación correcta de la computadora (COP). Consiste en un temporizador que apaga y restablece el sistema si no ha concluido alguna operación dentro de un lapso razonable (sección 23.2). También se le conoce como temporizador vigilante.

11. PWM

La modulación de ancho de pulso (PWM) controla la velocidad de los motores de c.d. (vea las secciones 3.6 y 9.5.3) mediante una señal de onda cuadrada; al variar la cantidad de tiempo que la señal está presente, se

modifica el valor promedio de la señal. Para generar la onda cuadrada se utiliza un microcontrolador, disponiéndolo para que haya una salida cada medio periodo. Sin embargo, algunas versiones del M68HC11 tienen un módulo de modulación de ancho de pulso de manera que, después de configurar y activar el módulo de PWM, se pueden generar automáticamente las ondas de PWM.

De lo anterior se puede concluir que antes de utilizar un microcontrolador es necesario inicializarlo, es decir, colocar los bits en los registros adecuados para que funcione como se requiere.

17.3.2 El 8051 de Intel

Otra familia común de microcontroladores es la 8051 de Intel. La Figura 17.21 muestra sus conexiones y su arquitectura. El 8051 tiene cuatro puertos de entrada/salida en paralelo: los puertos 0, 1, 2 y 3. Los puertos 0, 2 y 3 también desempeñan funciones alternas. La versión 8051AH tiene una memoria ROM de 4 K, una memoria RAM de 128 bytes, dos temporizadores y un control de interrupción para cinco fuentes.

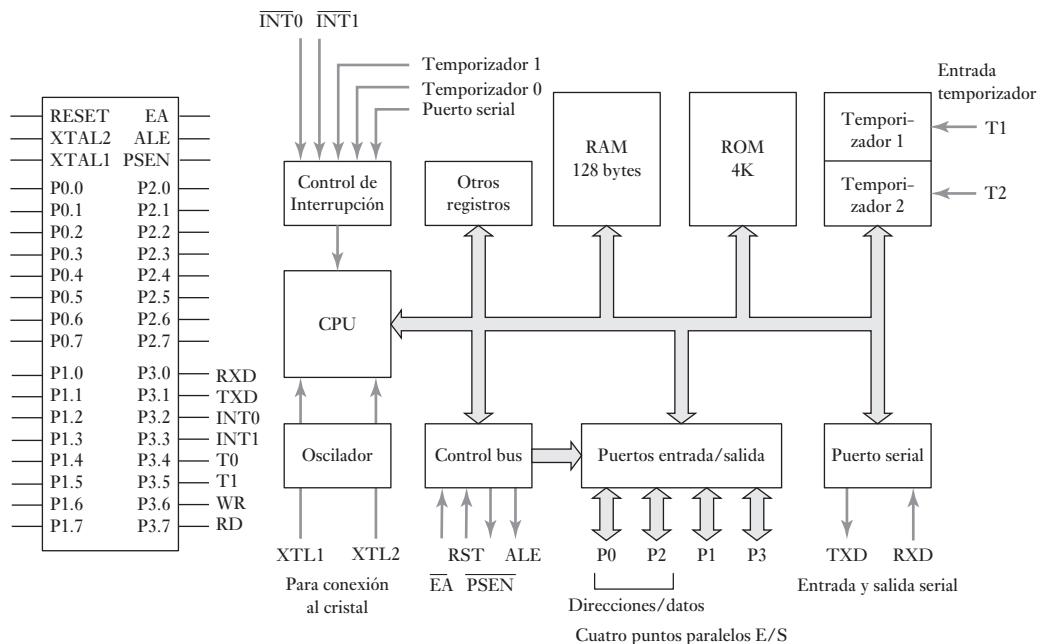


Figura 17.21 Intel 8051.

1. Puertos de entrada/salida

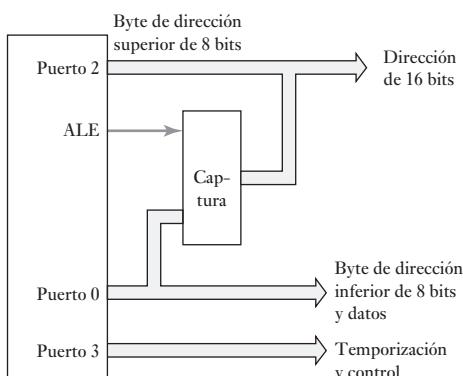
El puerto 0 está en la dirección 80H, el puerto 1 en la dirección 90H, el puerto 2 en la dirección A0H y el puerto 3 en la dirección B0H (Intel utiliza una H (o h) después de la dirección para indicar que es hexadecimal). Cuando un puerto se usa como puerto de salida, los datos se colocan en el registro de función especial correspondiente. Cuando un puerto se va a utilizar como puerto de entrada, el valor FFH deberá escribirse primero. Todos los puertos son direccionables por bit. Así, por ejemplo, se puede utilizar el bit 6 del puerto 0 para encender o apagar un motor y quizás el bit 7 para encender o apagar una bomba.

El puerto 0 se utiliza como puerto de entrada o de salida. También se puede emplear para acceder a la memoria externa como un bus multiplexado de direcciones y datos. El puerto 1 se utiliza como puerto de entrada y de salida. El puerto 2 se usa como puerto de entrada o de salida. También se puede emplear para acceder a la memoria externa por el bus de direcciones altas. El puerto 3 se utiliza como puerto de entrada y de salida, o como puerto de entrada/salida para propósitos especiales. Entre las funciones alternas del puerto 3 están las de salidas de interrupción y temporización, entrada y salida de puerto serial y señales de control de interfaz con la memoria externa. RXD es el puerto de entrada serial, TXD el puerto de salida en serie, INT0 la interrupción externa 0 e INT1 la interrupción externa 1, T0 es la entrada externa 0 del temporizador/contador, T1 la entrada externa 1 del temporizador/contador, WR se usa para la selección de escritura de la memoria externa y RD para la selección de lectura de la memoria externa. El término **selección** se refiere a una conexión que sirve para activar o desactivar una función particular. El puerto 0 se puede utilizar ya sea como puerto de entrada o como puerto de salida. De manera alternativa, se le puede aprovechar para tener acceso a la memoria externa.

2. ALE

La conexión para la habilitación del registro de direcciones (ALE) produce un impulso de salida para capturar el byte de orden inferior de la dirección durante el acceso a la memoria externa. Esto permite utilizar direcciones de 16 bits. La Figura 17.22 ilustra esto.

Figura 17.22 Uso del ALE.



3. PSEN

La terminal para la activación del almacenamiento del programa (PSEN) es la terminal de la señal de lectura para la memoria de programa externa y está activa cuando su valor es bajo. Está conectada con la terminal de activación de salida de una ROM o una EPROM externas.

4. EA

El microprocesador toma el valor bajo de la terminal de acceso externo (EA) cuando sólo quiere acceder al código de programa externo; cuando toma su valor alto, en forma automática accede al código interno o externo, dependiendo de la dirección. Así, en el primer reinicio del 8051, el contador del programa inicia en \$0000 y apunta a la primera instrucción de programa en el código de memoria interna a menos que EA se mantenga bajo. Luego el CPU manda un bajo en PSEN para habilitar el uso del código de memoria externo. Esta terminal se usa también en los microprocesadores con EPROM, para recibir el voltaje de programación para programar los EPROM.

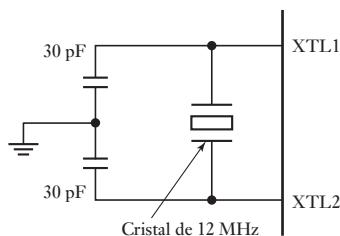


Figura 17.23 Cristal.

5. XTAL1, XTAL2

Son las terminales de conexión de un oscilador de cristal o externo. La Figura 17.23 ilustra cómo se usan con un cristal. La frecuencia de cristal más común es 12 MHz.

6. RESET

Cuando hay una señal alta en esta conexión al menos en dos ciclos de máquina se reinicia el microcontrolador, o.e. se pone en una condición que permite un sistema ordenado de inicio.

7. Entrada/salida serial

Escribir en el buffer de datos serial SBUF en la dirección 99H carga los datos para transmisión; leer el SBUF accede a los datos recibidos. El registro direccionable por bit del registro de control del puerto serial SCON en la dirección 98H se usa para controlar los diferentes modos de operación.

8. Tiempos

El registro de modo del temporizador TMOD en la dirección 89H se usa para fijar los modos de operación para los temporizadores 0 y 1 (Figura 17.24). Se carga como una entidad y no es direccionable por bit. El registro de control del temporizador TCON (Figura 17.25) contiene los bits de estado y control para los temporizadores 0 y 1. Los cuatro bits superiores se usan para encender y apagar los temporizadores y para indicar saturación del temporizador. Los bits inferiores no tienen que ver con los temporizadores y se usan para detectar e iniciar interrupciones externas.

Figura 17.24 Registro TMOD.

89H	7	6	5	4	3	2	1	0
	PUERTA	C/T	M1	M0	PUERTA	C/T	M1	M0
Temporizador 1				Temporizador 0				

Puerta 0 = temporizador corre cuando cualquiera TR0/TR1 se fija

1 = temporizador corre sólo cuando INT0/INT1 es alto junto con TR0/TR1

C/T: selector del contador/temporizador

0 = entrada del reloj del sistema, 1 = entrada de TX0/TX1

M0 y M1 fijan el modo

M1 M0 Modo

0	0	0	contador de 13 bit, 5 inferiores de TL0 y los 8 de TH
0	1	1	contador de 16 bit
1	0	2	temporizador/contador de 8 bit autorrecargable
1	1	3	TL0 es un temporizador/contador de 8 bit controlado por los bits de control del temporizador 0. TL0 es un temporizador/contador de 8 bit controlado por los bits de control del temporizador 1. Temporizador 1 está apagado.

Figura 17.25 Registro TCON.

88H	7	6	5	4	3	2	1	0
	TF1	TR1	TF0	TR0	IE1	IT1	IE0	IT0

TF0, TF1 Bandera de saturación del temporizador: establecido por el hardware cuando se alcanza la saturación y limpiado por el hardware cuando el procesador llama la rutina de interrupción

TR0, TR1 Bits de control del temporizador 1: temporizador encendido, 0 = temporizador apagado

IE0, IE1 Borde de interrupción de la bandera establecido por hardware al detectarse el borde o nivel bajo de la interrupción externa y limpiado cuando se procesa la interrupción

IT0, IT1 Software fija tipo de interrupción: 1 = borde descendente dispara la interrupción, 0 = nivel bajo dispara la interrupción

La fuente de los bits contados por cada temporizador se fija por el bit C/T; si el bit es bajo la fuente es el reloj del sistema dividido entre 12 y si es alto se fija para contar de una fuente externa. Los temporizadores se arrancan fijando TR0 o TR1 a 1 y se detienen haciéndolos 0. Otra forma de controlar los temporizadores es fijando la COMPUERTA a 1, esto permite que el temporizador sea controlado por la terminal INT0 o INT1 del temporizador al hacerse 1. De esta forma un dispositivo externo conectado a estas terminales del microcontrolador puede controlar el encendido/apagado del contador.

9. Interrupciones

Las interrupciones fuerzan al programa a llamar una subrutina localizada en una dirección específica de memoria; esto se logra escribiendo en el registro de habilitación de interrupción IE en la dirección A8H (Figura 17.26).

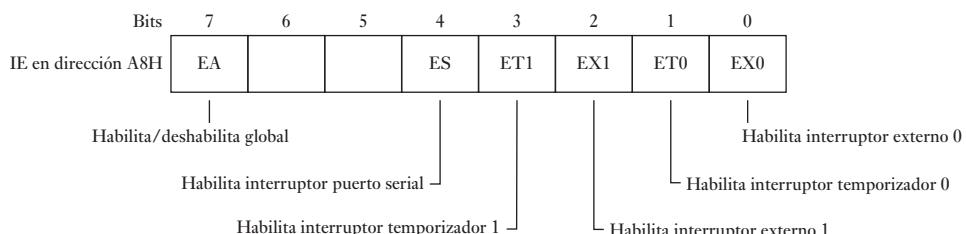


Figura 17.26 Registro IE.

8D	TH1	F0	B
8C	TH0	E0	ACC
8B	TL1	D0	PSW
8A	TL0	B8	IP
89	TMOD	B0	P3
88	TCON	A8	IE
87	PCON	A0	P2
83	DPH	99	SBUF
82	DPL	98	SCON
81	SP	90	P1
80	PO		

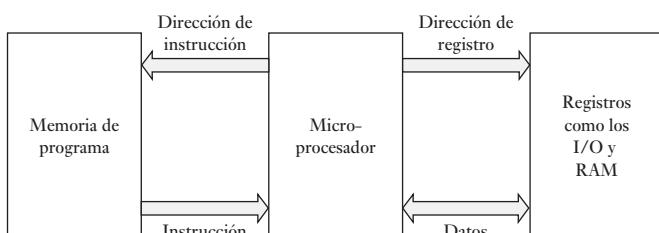
Figura 17.27 Registros.

El término **registros de función especial** se usa para los registros de control de entrada/salida (Figura 17.27), como el IE descrito antes, éstos se localizan en las direcciones 80 a FF. El acumulador A (ACC) es el registro más grande usado para operaciones con datos; el registro B se usa para multiplicación y división. P0, P1, P2 y P3 son los registros de captura para los puertos 0, 1, 2 y 3.

17.3.3 Microcontroladores Microchip™

Otra familia de microprocesadores de 8 bits muy empleada es la de Microchip™. Usan el término PIC (Peripheral Interfaz Controller) para designar a sus microcontroladores de un solo chip. Éstos utilizan la **arquitectura Harvard**: con ella las instrucciones son enviadas desde la memoria del programa utilizando buses distintos a los empleados para las variables de acceso

Figura 17.28 Arquitectura Harvard.



(Figura 17.28). Los microcontroladores tratados en este capítulo no tienen buses separados y los datos del programa deben esperar que las operaciones de lectura/escritura y de entrada/salida se terminen antes de recibir instrucciones de la memoria. Con la arquitectura Harvard, las instrucciones se pueden enviar cada ciclo sin esperar, cada instrucción se puede ejecutar cada ciclo después de su envío. La arquitectura Harvard permite una operación más rápida para una frecuencia de reloj dada. La Figura 17.29 muestra las conexiones de una de las versiones de los controladores PIC16C74A y el 16F84; la Figura 17.30 muestra su arquitectura.

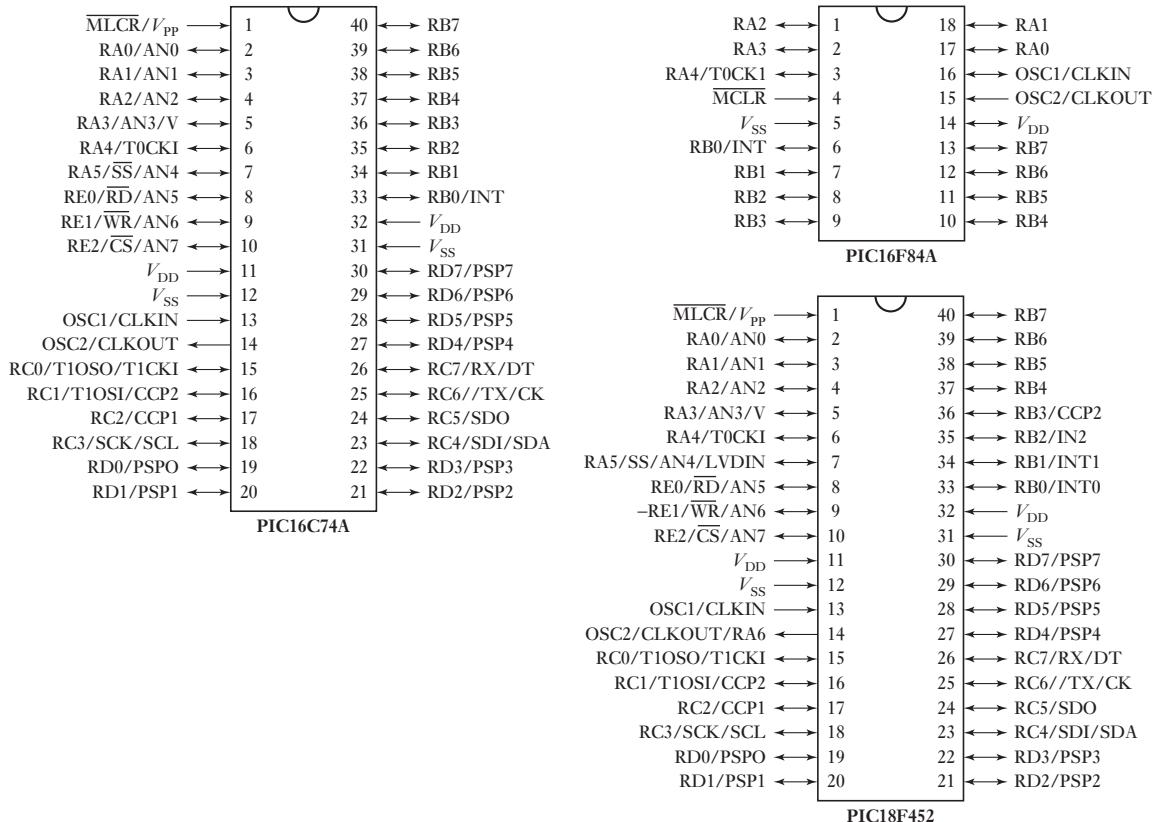
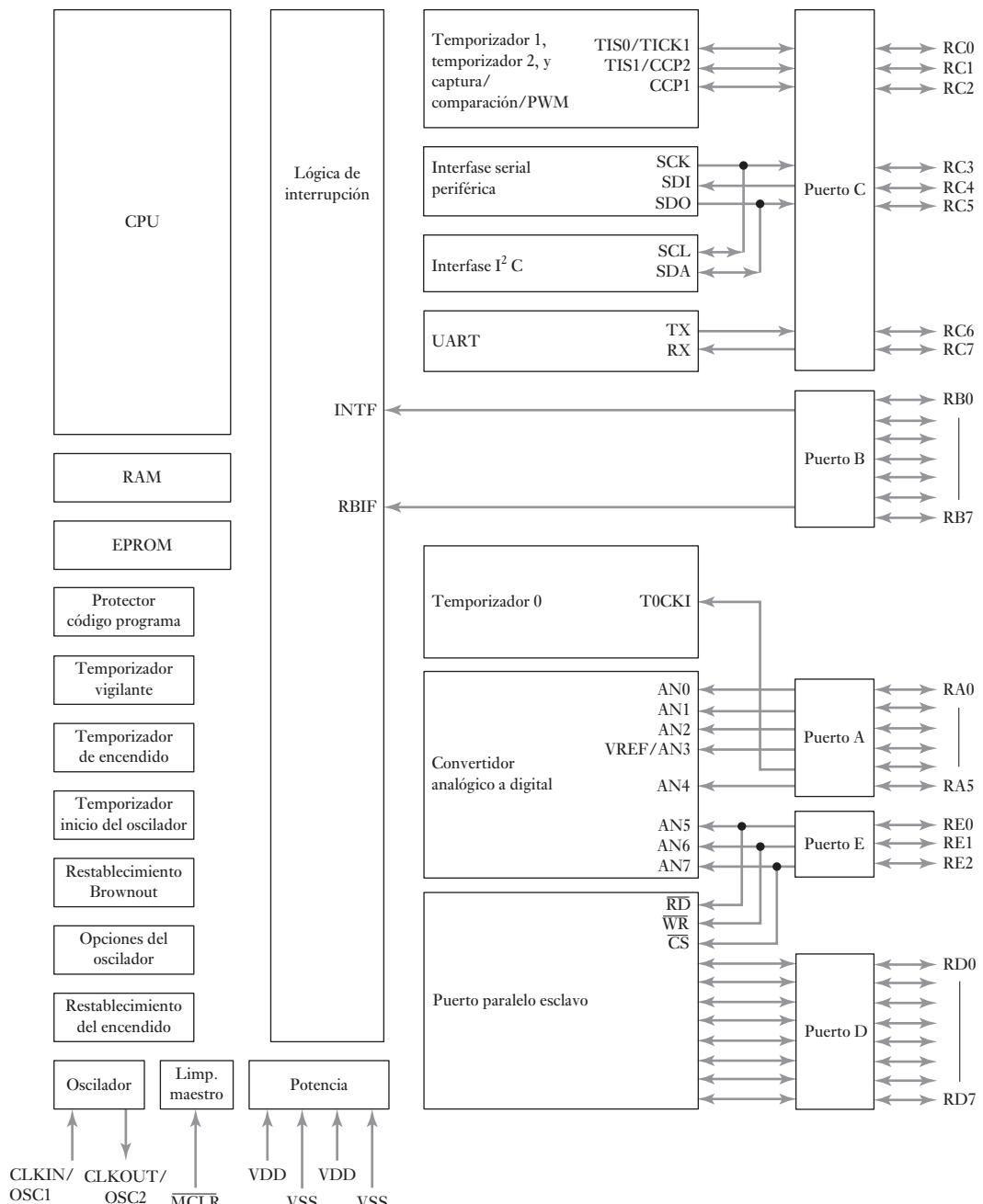
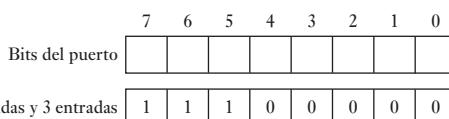


Figura 17.29 Diagramas de PIC.

Las características básicas del microcontrolador 16C74 y otros microcontroladores son:

1. Puertos de entrada/salida

Las terminales 2, 3, 4, 5, 6 y 7 corresponden al puerto A de entrada/salida bidireccional. Como en los otros puertos bidireccionales, las señales se leen y escriben usando los registros del puerto. La dirección de las señales se controla con los registros de dirección TRIS; hay un TRIS para cada puerto. El TRIS se fija en 1 para lectura y 0 para escritura (Figura 17.31).

**Figura 17.30** PIC16C74/74A.**Figura 17.31** Dirección del puerto.

Las terminales 2, 3, 4 y 5 se pueden usar como entradas analógicas, la terminal 6 para una entrada de reloj al temporizador 0; la terminal 7 puede ser la esclava seleccionada para el puerto serial sincrónico (vea más adelante en esta sección).

Las terminales 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39 y 40 sirven como puerto B de entrada/salida bidireccional: la dirección de las señales se controla mediante su registro de dirección TRIS correspondiente. La terminal 33 también puede ser terminal de interrupción externa. Las terminales 37, 38, 39 y 40 también funcionan como terminales para interrupciones cuando hay cambios. La terminal 39 también es el reloj de programación en serie y la terminal 40 para los datos de programación en serie.

Las terminales 15, 16, 17, 18, 23, 24, 25 y 26 son para el puerto C de entrada/salida bidireccional; la dirección de las señales se controla mediante su registro de dirección TRIS correspondiente. La terminal 15 se puede utilizar como salida del temporizador 1 o como entrada de reloj del temporizador 1. La terminal 16 es entrada del oscilador del temporizador 1 o entrada de la captura 2/salida de la comparación 2/la salida de la PWM2.

Las terminales 19, 20, 21, 22, 27, 28, 29 y 30 son para el puerto D de entrada/salida bidireccional; la dirección de las señales se controla por su registro de dirección TRIS correspondiente.

Las terminales 8, 9 y 10 corresponden al puerto E de entrada/salida bidireccional; la dirección de las señales se controla mediante su registro de dirección TRIS. La terminal 8 también puede ser el control de lectura del puerto paralelo esclavo, o para la entrada analógica 5. El puerto paralelo esclavo es un elemento que facilita el diseño de los círculos de los circuitos de interfaz con computadoras personales, cuando en una aplicación las terminales de los puertos D y E se asignan a esta operación.

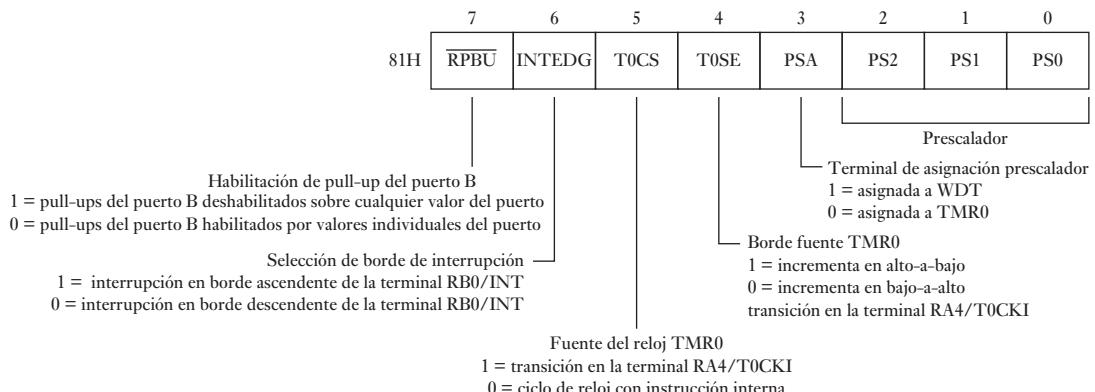
2. Entradas analógicas

Las terminales 2, 3, 4, 5 y 7 del puerto A y las terminales 8, 9 y 10 del puerto E se pueden usar como entradas analógicas alimentadas a través de un convertidor analógico a digital interno. Los registros ADCON1 y TRISA para el puerto A (TRISE para el puerto E) deben inicializarse para seleccionar el voltaje de referencia que se usará en la conversión y seleccionar los canales como entradas. El ADCON0 debe inicializar como aparece en la tabla anexa:

Bits ADCON0			
5	4	3	Para entrada analógica encendida
0	0	0	Puerto A, bit 0
0	0	1	Puerto A, bit 1
0	1	0	Puerto A, bit 2
0	1	1	Puerto A, bit 3
1	0	0	Puerto A, bit 5
1	0	1	Puerto E, bit 0
1	1	0	Puerto E, bit 1
1	1	1	Puerto E, bit 2

3. Temporizadores

El microcontrolador tiene tres temporizadores: temporizador 0, temporizador 1 y temporizador 2. El temporizador 0 es un contador de 8 bits en el

**Figura 17.32** Registro OPTION.

cual es posible escribir o leer y que puede usarse para contar transiciones de señal externa, generando una interrupción cuando ha ocurrido el número de eventos requeridos. La fuente para el conteo puede ser la señal del reloj interna o una señal digital externa. La selección de la fuente de conteo se hace mediante el bit TOC en el registro OPTION (Figura 17.32).

Si el preescalador no se selecciona la cuenta se incrementa cada dos ciclos de la fuente de entrada. Se usa el preescalador para que la señal pase al contador después de otro número fijo de ciclos de reloj. Enseguida se muestran algunas relaciones de escala posibles. WDT da los factores de escala seleccionados cuando se utiliza un temporizador vigilante. Se usa para terminar el conteo y reiniciar el sistema si la operación no concluye en un tiempo razonable; el tiempo es normalmente de 18 ms.

Valores de la terminal preescalar			Relación	Relación
PS2	PS1	PS0	TMR0	WDT
0	0	0	1 : 2	1 : 1
0	0	1	1 : 4	1 : 2
0	1	0	1 : 8	1 : 4
0	1	1	1 : 16	1 : 8
1	0	0	1 : 32	1 : 16
1	0	1	1 : 64	1 : 32
1	1	0	1 : 128	1 : 64
1	1	1	1 : 256	1 : 128

El temporizador 1 es el más versátil de los temporizadores y se puede utilizar para monitorear los tiempos entre señales de transición en una terminal de entrada o controlar los tiempos exactos de transiciones en una terminal de salida. Cuando se usa en los modos de captura o compara permite al microcontrolador controlar los tiempos de salida en la terminal 17.

El temporizador 2 se puede utilizar para controlar el periodo de una salida PWM. Las salidas PMW se alimentan en las terminales 16 y 17.

4. Entrada/salida serial

Los microcontroladores PIC incluyen un módulo de puerto serial sincrónico SSP y un módulo de interfaz serial de comunicaciones (SCI). La terminal 18 tiene las funciones alternativas de la entrada del reloj serial sincrónico o la salida para el modo de interfaz periférica serial (SPI) y el modo I²C. El bus I²C proporciona una interfaz de doble alambre bidireccional que puede usarse con muchos otros chips; también se puede usar para conectar un microcontrolador maestro a microcontroladores esclavos UART, o sea, el receptor transmisor universal asíncrono, se puede usar para crear una interfaz serial con una computadora personal.

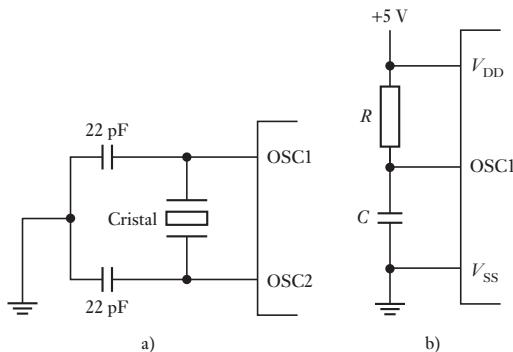
5. Puerto paralelo esclavo

El puerto paralelo esclavo usa los puertos D y E y habilita al microcontrolador para proporcionar una interfaz con una PC.

6. Entrada de cristal

La terminal 13 es para la entrada del cristal del oscilador o la entrada de una fuente externa de reloj; la terminal 14 es la salida del cristal del oscilador. La Figura 17.33a) muestra el arreglo necesario para un control de frecuencia preciso. La Figura 17.33b) muestra una solución para el control de frecuencia de poco costo; para una frecuencia de 4MHz se tendría $R = 4.7 \text{ k}\Omega$ y $C = 33 \text{ pF}$. La relación interna del reloj es la frecuencia del oscilador dividida entre 4.

Figura 17.33 Control de frecuencia.



7. Borrador maestro

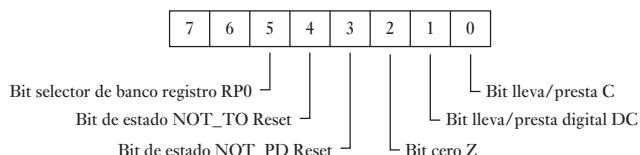
La terminal 1 es el borrador maestro, esto es, la entrada de restablecimiento y requiere un valor bajo para restablecer la unidad. Cuando se detecta una alta V_{DD} , se genera un (POR) pulso de energía en reposo para dar un retraso de tiempo fijo y mantener el procesador en estado de restablecimiento. Si el voltaje V_{DD} baja a un nivel específico para más de una cierta cantidad de tiempo, se activa un restablecimiento brownout. El temporizador vigilante es otra forma de restablecimiento, con tiempos fuera y reposos del microcontrolador si una operación no está concluida en un tiempo razonable.

Los registros de propósito especial (Figura 17.34) se usan para control de entrada/salida, como se ilustró para algunos de estos registros. Los registros para el PIC16C73/74 están en dos bancos y antes de seleccionar un registro en particular se debe escoger el banco fijando un bit en el registro de estado (Figura 17.35).

Figura 17.34 Registros de propósito especial.

Dir. arch.	Banco 0	Banco 1	Dir. arch.
00h	INDF	INDF	80h
01h	TMR0	OPTION	81h
02h	PCL	PCL	82h
03h	STATUS	STATUS	83h
04h	FSR	FSR	84h
05h	PORTA	TRISA	85h
06h	PORTB	TRISB	86h
07h	PORTC	TRISC	87h
08h	PORTD	TRISD	88h
09h	PORTE	TRISE	89h
0Ah	PCLATH	PCLATH	8Ah
0Bh	INTCON	INTCON	8Bh
0Ch	PIR1	PIE1	8Ch
0Dh	PIR2	PIE2	8Dh
0Eh	TMR1L	PCON	8Eh
0Fh	TMR1H		8Fh
10h	T1CON		90h
11h	TMR2		91h
12h	T2CON	PR2	92h
13h	SSPBUF	SSPADD	93h
14h	SSPCON	SSPSTAT	94h
15h	CCPR1L		95h
16h	CCPR1H		96h
17h	CCP1CON		97h
18h	RCSTA	TXSTA	98h
19h	TXREG	SPBRG	99h
1Ah	RCREG		9Ah
1Bh	CCPR2L		9Bh
1Ch	CCPR2H		9Ch
1Dh	CCPR2CON		9Dh
1Eh	ADRES		9Eh
1Fh	ADCON0	ADCON1	9Fh
20h	Registros de propósito general	Registros de propósito general	A0h
7Fh			FFh

Figura 17.35 Registro STATUS.



17.3.4 Selección de un microcontrolador

Al elegir un microcontrolador se deben considerar los siguientes factores:

1. Número de terminales de entrada/salida

¿Cuántas terminales de entrada/salida son necesarias para realizar la tarea respectiva?

2. Interfaces necesarias

¿Cuántas interfaces se necesitan? Por ejemplo, ¿se requiere una modulación por ancho de pulso? Muchos microcontroladores tienen salidas PWM, por ejemplo, el PIC17C42 tiene dos.

3. Necesidades de memoria

¿Qué capacidad de memoria se necesita para realizar la tarea?

4. Cantidad de interrupciones necesarias

¿Cuántos eventos de interrupción se requieren?

5. Velocidad de procesamiento requerida

El microprocesador requiere tiempo para ejecutar una instrucción (vea la sección 18.2.2), este tiempo está definido por el reloj del procesador.

Como ejemplo de la variación en los microcontroladores disponibles, la Tabla 17.1 muestra detalles de algunos de la familia Intel 8051; la Tabla 17.2 los de la familia PIC16Cxx y la Tabla 17.3 los de la familia M68HC11.

Tabla 17.1 Características de los miembros de la familia Intel 8051.

	ROM	EPROM	RAM	Temporizadores	Puertos E/S	Interrupciones
8031AH	0	0	128	2	4	5
8051AH	4K	0	128	2	4	5
8052AH	8K	0	256	3	4	6
8751H	0	4K	128	2	4	5

Tabla 17.2 Características de los miembros de la familia PIC16C.

	E/S	EPROM	RAM	Canales ADC	USART	Módulos CCP
PIC16C62A	22	2K	128	0	0	1
PIC16C63	22	4K	192	0	1	2
PIC16C64A	33	2K	128	0	0	1
PIC16C65A	33	4K	192	0	1	2
PIC16C72	22	2K	128	5	0	1
PIC16C73A	22	4K	192	5	1	2
PIC16C74A	33	4K	192	8	1	3

17.4

Aplicaciones

Los siguientes son dos ejemplos de cómo se utilizan los microcontroladores. En el Capítulo 24 se presentan más casos.

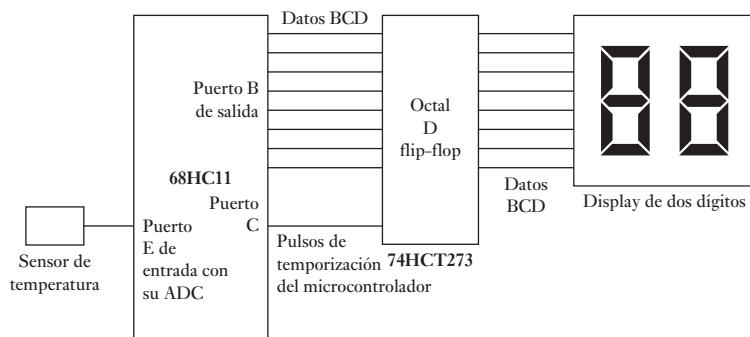
17.4.1 Sistemas para medición de temperatura

Para ilustrar en forma breve cómo se puede usar un microcontrolador, la Figura 17.36 muestra los principales elementos de un sistema de medición que usa un M68HC11. El sensor de temperatura da un voltaje proporcional a la temperatura (por ejemplo, un termotransistor como el LM35; vea la sección

Tabla 17.3 Características de los miembros de la familia M68HC11.

	ROM	EEPROM	RAM	ADC	Temporizador	PWM	E/S	Serial	Reloj E MHz
68HC11AO	0	0	256	8 c, 8 bits	(1)	0	22	SCI, SPI	2
68HC11A1	0	512	256	8 c, 8 bits	(1)	0	22	SCI, SPI	2
68HC11A7	8K	0	256	8 c, 8 bits	(1)	0	38	SCI, SPI	3
68HC11A8	8K	512	256	8 c, 8 bits	(1)	0	38	SCI, SPI	3
68HC11C0	0	512	256	4 c, 4 bits	(2)	2 c, 8 bits	36	SCI, SPI	2
68HC11D0	0	0	192	Ninguno	(2)	0	14	SCI, SPI	2

Temporizador: (1) captura de 3 entradas, comparación de 5 salidas, interrupción en tiempo real, temporizador vigilante, acumulador de pulsos; (2) captura de 3 o 4 entradas, comparación de 5 o 4 salidas, interrupción en tiempo real, temporizador vigilante, acumulador de pulsos. En serie: SCI es una interfaz para comunicaciones en serie asíncrona, SPI es una interfaz para dispositivos periféricos en serie y síncronos.

Figura 17.36 Sistema de medición de temperatura.

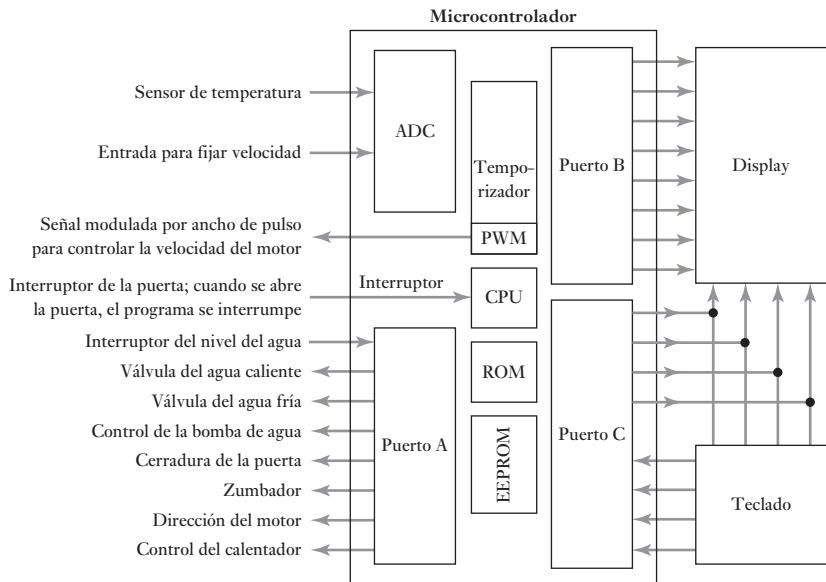
2.9.4). La salida del sensor de temperatura se conecta a la línea de entrada del ADC del microcontrolador. Éste se programa para convertir la temperatura en una salida BCD con la que se comutan los elementos de un display de dos dígitos de siete elementos. Sin embargo, como la temperatura puede fluctuar, es necesario utilizar un registro de memoria para guardar los datos suficiente tiempo para permitir su lectura en el display. El registro de almacenamiento, 74HCT273, es un flip-flop octal tipo D que se reinicia durante el siguiente flanko de elevación positiva de la entrada de reloj del microcontrolador.

17.4.2 Lavadora doméstica

La Figura 17.37 muestra cómo emplear un microcontrolador para operar una lavadora doméstica. El microcontrolador más común es el M68HC05B6 de Motorola; por ser más barato y sencillo que el microcontrolador M68HC11 de Motorola mencionado en este capítulo, que se utiliza mucho en aplicaciones de bajo costo.

Las señales de los sensores de la temperatura del agua y la velocidad del motor entran por el puerto de entrada analógico a digital. El puerto A proporciona las salidas para los diversos actuadores que se usan para controlar la máquina y también la entrada del interruptor del nivel del agua. El puerto B da las salidas para el display. El puerto C produce las salidas para el display y

Figura 17.37 Lavadora doméstica.



también recibe las señales de entrada del teclado que se usan para ingresar en la máquina las selecciones del programa. La sección PWM del temporizador proporciona una modulación por ancho de pulsos para controlar la velocidad del motor. El programa de la máquina se interrumpe y se detiene si se abre la puerta de la lavadora.

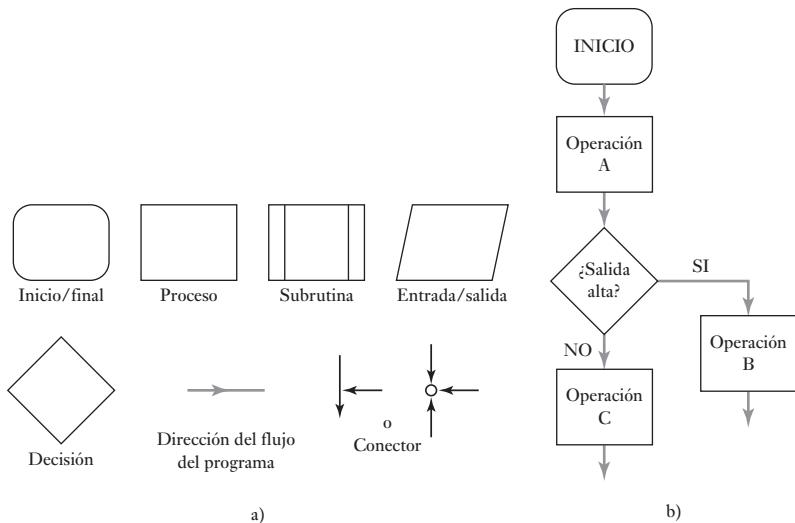
17.5

Programación

Un método común para diseñar programas es el siguiente:

1. Definir el problema, indicando con claridad qué función se espera que el programa ejecute, las entradas y salidas requeridas, las restricciones de velocidad de operación, exactitud, capacidad de memoria, etc.
2. Definir el algoritmo. Un **algoritmo** es la secuencia de pasos que definen el método de solución del problema.
3. En sistemas con menos de mil instrucciones, es útil representar el algoritmo mediante un **diagrama de flujo**. La Figura 17.38a muestra los símbolos más comunes de estos diagramas. Cada paso del algoritmo se representa por uno o varios de esos símbolos y se unen con líneas que representan el flujo del programa. La Figura 17.38a muestra parte de un diagrama de flujo donde, después del inicio del programa va la operación A seguida por un ramal ya sea la operación B o la operación C, dependiendo de si la decisión requerida es sí o no. Otra herramienta de diseño útil es el **seudocódigo**, que es una forma de describir los pasos de un algoritmo de una manera informal, que después se puede traducir en un programa (vea la siguiente sección).
4. Traducir el diagrama de flujo/algoritmo a instrucciones que el microprocesador pueda ejecutar. Para ello, se escriben las instrucciones en algún lenguaje, por ejemplo, lenguaje ensamblador o lenguaje C, y luego se convierten en forma manual o con un programa ensamblador, en un código aceptable para el microprocesador, esto es, código de máquina.

Figura 17.38 Diagrama de flujos: a) símbolos, b) ejemplo.



5. Probar y depurar el programa. Los errores o defectos en los programas se conocen como **bugs**, y el proceso de su rastreo y eliminación se llama **depuración de programas**.

17.5.1 Seudocódigo

El **seudocódigo** se parece a dibujar un diagrama de flujo e implica escribir un programa como una secuencia de funciones u operaciones con el elemento de decisión IF-THEN-ELSE y el elemento de repetición WHILE-DO.

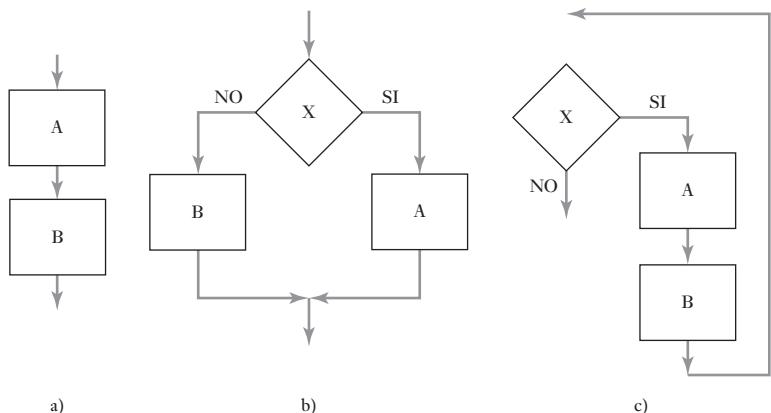
Una secuencia se escribiría como (Figura 17.39a)):

```
BEGIN A
...
END A
...
BEGIN B
...
END B
```

y una decisión como:

```
IF X
THEN
BEGIN A
...
END A
ELSE
BEGIN B
...
END B
ENDIF X
```

Figura 17.39 a) secuencia,
b) IF-THEN-ELSE,
c) WHILE-DO.



La Figura 17.39b) muestra este tipo de decisión en un diagrama de flujo. Una repetición se escribe como:

```

WHILE X
DO
BEGIN A
...
END A
BEGIN B
...
END B
ENDO WHILE X

```

La Figura 17.39c) muestra WHILE-DO como diagrama de flujo. Un programa escrito de esta manera sería el siguiente:

```

BEGIN PROGRAM
BEGIN A
IF X
BEGIN B
END B
ELSE
BEGIN C
END C
ENDIF X
END A
BEGIN D
IF Z
BEGIN E
END E
ENDIF Z
END D

```

En el Capítulo 18 se mostrará cómo elaborar programas en lenguaje ensamblador y en el Capítulo 19 cómo hacerlos en lenguaje C.

Resumen

Básicamente, los sistemas que incluyen **microprocesadores** constan de tres partes: una unidad de procesamiento central (CPU), interfaces de entrada y salida, y memoria. Dentro de un microprocesador, las señales digitales se mueven a lo largo de los **buses** que son trayectorias paralelas para transmisión de datos paralelos en lugar de datos en serie.

Los **microcontroladores** son la integración en un único chip de un microprocesador con memoria, interfaces entrada/salida y otros periféricos como temporizadores.

Un **algoritmo** es la secuencia de pasos que definen el método para resolver un problema. Los **diagramas de flujo** y el **seudocódigo** son dos métodos que sirven para describir estos pasos.

Problemas

- 17.1 Explique los roles de un microprocesador en a) un acumulador, b) estatus, c) dirección de memoria, d) registros de contadores de programa.
- 17.2 En un microprocesador se utilizan ocho líneas de dirección para acceder a la memoria. ¿Cuál será la cantidad máxima de ubicaciones de memoria a las que se puede acceder?
- 17.3 Un chip de memoria tiene 8 líneas de datos y 16 líneas de dirección. ¿Cuál es su capacidad?
- 17.4 ¿Cuál es la diferencia entre un microcontrolador y un microprocesador?
- 17.5 Dibuje un diagrama de bloques de un microcontrolador básico y explique la función de cada subsistema.
- 17.6 ¿Qué puertos del M68HC11 se utilizan para a) un convertidor A/D, b) un puerto bidireccional, c) una entrada/salida serial, d) funcionar como puerto de sólo salida de 8 bits?
- 17.7 ¿Cuántos bytes de memoria tiene el M68HC11A7 para la memoria de datos?
- 17.8 En el M68HC11 de Motorola el puerto C es bidireccional. ¿Cómo se debe configurar para que funcione como a) entrada, b) salida?
- 17.9 El M68HC11 de Motorola se puede utilizar en un solo chip y en modo ampliado. ¿Cuál es el propósito de estos modos?
- 17.10 ¿Para qué se utiliza la conexión ALE del 8051 de Intel?
- 17.11 ¿Qué entrada se requiere para restablecer el microcontrolador 8051 de Intel?
- 17.12 Represente en pseudocódigo lo siguiente:
 - a) Si A es sí, entonces B o bien, C.
 - b) En tanto que A es sí, hacer B.



Capítulo dieciocho

Lenguaje ensamblador

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Utilizar el lenguaje ensamblador para escribir programas que contengan transferencias de datos, aritmética, lógica, jumps (saltos), branches (ramificaciones o controles de flujo), subrutinas, retrasos y tablas de consulta.

18.1

Lenguajes

Con el término **software** se designan todas las **instrucciones** con las que se indica a un microprocesador o microcontrolador qué hacer. El repertorio de instrucciones que el microprocesador reconoce se denomina **conjunto de instrucciones**. Su forma dependerá del microprocesador que se utilice. El conjunto de instrucciones necesarias para llevar a cabo una tarea dada se llama **programa**.

Los microprocesadores trabajan en código binario. Las instrucciones escritas en código binario se conocen como **código de máquina**. Escribir programas en este código es un proceso tedioso que requiere habilidad; está sujeto a errores, dado que el programa es una serie de ceros y unos y no es fácil comprender el significado de las instrucciones con sólo observar la secuencia. Una alternativa es utilizar un código taquigráfico de fácil comprensión para representar las secuencias de 0 y 1. Por ejemplo, agregar datos a un acumulador se puede representar como ADDA. Este código taquigráfico se conoce como **código mnemónico**, y es un código ‘auxiliar para la memorización’. Este tipo de código se conoce como **lenguaje ensamblador**. Escribir un programa utilizando mnemónicos es más sencillo, porque son una versión abreviada de la operación que realiza una instrucción. También, dado que las instrucciones describen las operaciones del programa, se facilita su comprensión y se reduce la posibilidad de cometer errores, comparado con las secuencias binarias de la programación en código de máquina. Sin embargo, todavía debe convertirse el programa ensamblador en código de máquina, ya que sólo éste reconoce el microprocesador. Esta conversión se puede hacer a mano, usando las hojas de especificaciones del fabricante que dan el código binario para cada mnemónico. También existen programas de cómputo para hacer la conversión, estos programas se conocen como **compiladores para lenguaje ensamblador**.

Los lenguajes de alto nivel proporcionan un tipo de lenguaje de programación que describe de forma más cercana y más accesible el tipo de operaciones que se requieren. Ejemplos de estos lenguajes son BASIC, C, FORTRAN y PASCAL. Sin embargo, aún es necesario convertir estos lenguajes a código de máquina usando un compilador para que lo pueda utilizar el microprocesador. En este capítulo se presenta un panorama general de cómo elaborar programas utilizando lenguaje ensamblador; en el Capítulo 19 se usa lenguaje C.

18.2**Conjuntos de instrucciones**

Las siguientes son las instrucciones más comunes que se dan a los microprocesadores; la lista completa de estas instrucciones se conoce como **conjunto de instrucciones**. En el apéndice C se dan conjuntos de instrucciones de los tres tipos más comunes de un microcontrolador. Dichas instrucciones establecen las diferencias entre un microprocesador y otro. En general, las instrucciones se clasifican en:

*Transferencia de datos/movimiento*1. *Cargar (load)*

Esta instrucción lee el contenido de la localidad de memoria especificada y lo copia a la localidad del registro especificado en la CPU y por lo general se utiliza con microprocesadores Motorola como por ejemplo, LDAA \$0010:

<i>Antes de la instrucción</i>	<i>Después de la instrucción</i>
Dato en la localidad de memoria 0010	Dato en la localidad de memoria 0010 Dato tomado de 0010 en el acumulador A

2. *Almacenar (store)*

Esta instrucción copia el contenido de un registro especificado en una localidad de memoria dada y por lo general se usa con microprocesadores Motorola STA \$0011:

<i>Antes de la instrucción</i>	<i>Después de la instrucción</i>
Dato en el acumulador A	Dato en el acumulador A Dato copiado a la localidad de memoria 0011

3. *Mover (move)*

Esta instrucción se usa para mover datos dentro de un registrador o copiar datos desde un registro a otro y se usa con microprocesadores PIC e Intel, por ejemplo con PIC, MOV R5,A:

<i>Antes de la instrucción</i>	<i>Después de la instrucción</i>
Datos en el registrador A	Datos en el registrador A Datos copiados para registrar R5

4. *Limpiar (clear)*

Esta instrucción reinicia todos los bits a ceros, por ejemplo con Motorola, CLRA para limpiar el acumulador A; con PIC, CLRF 06 para limpiar el registro 06 del archivo.

*Aritméticas*5. *Sumar (add)*

Esta instrucción suma el contenido de una localidad de memoria especificada con los datos de algún registro; por ejemplo, Intel, ADD A, #10h:

<i>Antes de la instrucción</i>	<i>Después de la instrucción</i>
Acumulador A con datos	Acumulador A más 10 hex

y con Motorola, ADDD #0020:

<i>Antes de la instrucción</i>	<i>Después de la instrucción</i>
Acumulador D con datos	Acumulador D más contenidos de localidad de memoria 0020

o los contenidos de un registro a los datos en un registro; por ejemplo, con Intel, ADD A, @R1:

<i>Antes de la instrucción</i>	<i>Después de la instrucción</i>
Acumulador A con datos	Acumulador A más contenidos de ubicación R1
y con PIC, addwf 0C:	
<i>Antes de la instrucción</i>	<i>Después de la instrucción</i>
Registro 0C con datos	Registro 0C más contenidos de ubicación w

6. *Decrementar (decrement)*

Esta instrucción resta 1 del contenido de una localidad especificada. Por ejemplo, suponga que se tiene un registro 3 como localidad especificada y así con Intel, DEC R3:

<i>Antes de la instrucción</i>	<i>Después de la instrucción</i>
Registro R3 con datos 0011	Registro R3 con datos 0010

7. *Incremento (increment)*

Esta instrucción añade 1 a los contenidos de una ubicación especificada, por ejemplo INCA con Motorola para aumentar los datos en el acumulador A por 1, incf 06 con PIC para aumentar los datos en un registro 06 por 1.

8. *Comparar (compare)*

Esta instrucción determina si el contenido de un registro es mayor, menor o igual que el contenido de una localidad de memoria dada. El resultado aparece en el registro de estado como una bandera.

Lógicas

9. *AND*

Esta instrucción aplica la operación lógica AND al contenido de la localidad de memoria especificada y los datos en un registro dado. A los números se les aplica la operación bit por bit, por ejemplo, con Motorola, ANDA %1001:

<i>Antes de la instrucción</i>	<i>Después de la instrucción</i>
El acumulador A con dato 0011	Acumulador A con dato 0001
La localidad de memoria con dato 1001	

En los datos anteriores, sólo en el bit menos significativo hay un 1 en ambos conjuntos de datos y la operación AND sólo produce un 1 en el bit menos significativo del resultado. Con PIC, ANDLW 01 se agrega el número binario 01 al número en W y si el bit menos significativo es, por ejemplo, 0, entonces el resultado es 0.

10. *OR*

Esta instrucción lleva a cabo una operación lógica OR con los contenidos de una ubicación de memoria especificada y los datos en algún registro, bit por bit, por ejemplo, con Intel, ORL A, #3Fh con los contenidos OR del registro A con el número hexadecimal 3F.

11. *EXCLUSIVE-OR*

Esta instrucción aplica la operación lógica EXCLUSIVE-OR al contenido de la localidad de memoria especificada y a los datos en un registro dado;

la operación se realiza bit por bit. Por ejemplo, con PIC, xorlw 81h (en binario 10000001):

<i>Antes de la instrucción</i>	<i>Después de la instrucción</i>
Registro w con 10001110	Registro w con 00001111
XORing con un 0 que deja bits de datos sin cambiar mientras que con 1 los bits de datos están invertidos.	

12. Corrimiento lógico (a la izquierda o a la derecha)

Las instrucciones de corrimiento lógico producen el desplazamiento del patrón de bits en el registro, un espacio a la izquierda o a la derecha incluyendo un 0 al final del número. Por ejemplo, para el corrimiento lógico a la derecha se corre un 0 al bit más significativo y el bit menos significativo se desplaza a la bandera de acarreo del registro de estado. Con Motorola la instrucción podría ser LSRA para cambiar a la derecha y LSLA para cambiar a la izquierda.

<i>Antes de la instrucción</i>	<i>Después de la instrucción</i>
Acumulador con dato 0011	Acumulador con dato 0001 El registro de estatus indica acarreo 1

13. Corrimiento aritmético (a la izquierda o a la derecha)

Las instrucciones de corrimiento aritmético producen el desplazamiento del patrón de bits en el registro una posición a la izquierda o a la derecha, pero se conserva el bit de signo en la extrema izquierda del número; por ejemplo, en un desplazamiento aritmético a la derecha con instrucción de Motorola ASRA:

<i>Antes de la instrucción</i>	<i>Después de la instrucción</i>
Acumulador con dato 1011	Acumulador con dato 1001 El registro de estado indica acarreo 1

14. Rotación (a la izquierda o a la derecha)

Las instrucciones de rotación producen el desplazamiento del patrón de bits en el registro una posición a la izquierda o a la derecha y el bit que sale sobrando se escribe ahora en el otro extremo; por ejemplo, en una rotación a la derecha, instrucción Intel RR A:

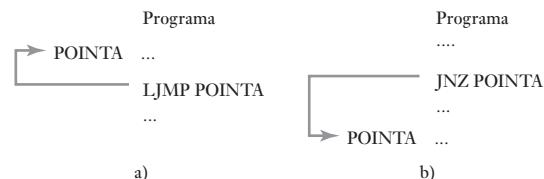
<i>Antes de la instrucción</i>	<i>Después de la instrucción</i>
Acumulador con dato 0011	Acumulador con dato 1001

Control del programa

15. Salto o ramificación o control de flujo

Esta instrucción modifica la secuencia de ejecución del programa. En general, el contador del programa ocasiona que se ejecuta de manera secuencial, en estricta secuencia numérica. Ahora bien, con una instrucción de salto el contador del programa pasa a una localidad específica del programa (Figura 18.1a)). Los saltos no condicionados ocurren sin que el programa pruebe la aparición de alguna condición. Por lo tanto, con Intel se puede tener LJMP

Figura 18.1 a) Salto no condicionado, b) salto condicionado.



POINTA para que el programa salte a la línea en el programa denominado POINTA, con Motorola la instrucción sería JMP POINTA y con PIC sería GOTO POINTA. Los saltos condicionados se dan si se produce alguna condición (Figura 18.1b)). Con Intel se puede tener JNZ POINTA para que el programa salte a la línea en el programa denominado POINTA si algún bit en el acumulador no es cero, de cualquier manera éste continúa con la siguiente línea. JZ POINTA es todos los bits en el acumulador que son cero. Con PIC, un salto condicionado puede implicar dos líneas de código: BTFC 05,1 a ‘bit por bit’, por ejemplo, probar si el bit 1 del archivo del registro 5, y si el resultado es 0 entonces éste salta a la siguiente línea del programa, si es que 1 la ejecuta. La siguiente línea es GOTO POINTA. Con la ramificación de Motorola es una instrucción de salto condicionado por el programa para determinar qué ramificación de un programa se seguirá si se reúnen las condiciones específicas. Por ejemplo, Motorola utiliza BEQ para ramificar si es igual a 0, BGE para ramificar si es mayor o igual a, BLE para ramificar si es menor o igual a.

16. *Paro*

Esta instrucción detiene la actividad del microprocesador.

Los datos numéricos pueden estar en binario, octal, hexadecimal o decimal. En general, en ausencia de cualquier indicador el ensamblador supone que el número está en decimal. Con dispositivos de Motorola, un número se indica con el prefijo #, un número binario está precedido por % o está seguido por B; un número en octal está precedido por @ o seguido por O; un número hexadecimal está precedido por \$ o seguido por H, y un número en decimal no requiere indicación de letra o símbolo. Con dispositivos de Intel, los valores numéricos deben estar precedidos por un # para indicar un número y por B para binarios, O o Q para octales, H o h para hexadecimales y D o nada para decimales. Con microcontroladores PIC el archivo de encabezado tiene R = DEC para decimal por omisión. Entonces para números binarios el número está entre comillas y precedido por B, y para números en hexadecimal por H.

18.2.1 Direcciónamiento

Al utilizar un mnemónico, como LDA, para especificar una instrucción, estará seguido de información adicional para especificar las fuentes y destinos de los datos que requiere la instrucción. Los datos que siguen a una instrucción se conocen como **operandos**.

Existen diversos métodos para especificar la localización de datos, es decir, el direcciónamiento, y la manera en que el programa permite al microprocesador obtener sus instrucciones o datos. Los microprocesadores tienen diferentes modos de direcciónamiento. El 68HC11 de Motorola tiene seis modos de direcciónamiento: inmediato, directo, extendido, indexado, inherente y relativo; el 8051 de Intel tiene cinco modos de direcciónamiento: inmediato, directo, a registro, indirecto e indexado; el microcontrolador PIC tiene tres modos: inmediato, directo e indirecto, con el modo indirecto se puede tener indexado. Los siguientes son los métodos más comunes:

1. *Inmediato*

El dato que sigue al mnemónico es el valor para operar y se usa para el cargar de un valor predeterminado en un registro o localidad de memoria. Por ejemplo, el código de Motorola LDA B #\$25 significa carga el número 25 en el acumulador B. El símbolo # significa modo inmediato y un número, el símbolo \$ que el número está en notación hexadecimal. Con el código Intel

se tendría MOV A,#25H para mover el número 25 al acumulador A. El símbolo # indica que es un número y la H, que el número es hexadecimal. Con el código de un PIC se tendría movlw H'25' para cargar el número 25 al registro de trabajo w, la H indica que es un número hexadecimal.

2. Directo, absoluto, extendido o de página cero

Con esta forma de direccionamiento el byte de datos que sigue al código de operación da directamente una dirección que define la localidad de los datos a usar en esa instrucción. Con Motorola el término **direcciónamiento directo** se usa cuando la dirección dada es únicamente de 8 bits de longitud; el término **direcciónamiento extendido** se usa cuando la dirección es de 16 bits. Por ejemplo, con el código Motorola, LDAA \$25 significa carga en el acumulador el contenido de la localidad de memoria 0025, el 00 se supuso. Con el código Intel, para la misma operación, se puede tener la instrucción con direcciónamiento directo MOV A,20H para copiar los datos de la dirección 20 al acumulador A. Con el código del PIC se tendría movwf Reg1 para copiar el contenido del Reg1 al registro de trabajo, la dirección del Reg1 se definió antes.

3. Implicado o direcciónamiento inherente

Con este modo de direcciónamiento, la dirección está implícita en la instrucción. Por ejemplo, con Motorola e Intel, el código CLR A significa limpia el acumulador A. Con el PIC, clrw significa limpia el registro de trabajo.

4. Registro

Con esta forma de direcciónamiento, el operando se especifica como el contenido de uno de los registros internos. Por ejemplo, con Intel, el código ADD R7,A se usa para sumar el contenido del acumulador al registro R7.

5. Indirecto

Esta forma de direcciónamiento quiere decir que el dato va a encontrarse en una localidad de memoria cuya dirección está dada por la instrucción. Por ejemplo, con el sistema PIC se usan los registros INDF y FSR. La dirección se escribe primero en el registro FSR que sirve como un apuntador de dirección. Un acceso directo de INDF con la instrucción movf INDF,w cargará el registro de trabajo w usando el contenido de FSR como apuntador a la localidad del dato.

6. Indexado

Direcciónamiento indexado significa que los datos están en una localidad de memoria cuya dirección se mantiene en un registro de índices. El primer byte de la instrucción contiene el código de operación y el segundo byte contiene el offset; el offset se suma al contenido del registro de índices para determinar la dirección del operando. Una instrucción de Motorola pudiera aparecer como LDA A \$FF,X; esto quiere decir cargar el acumulador A con los datos que aparecen en la dirección dada por la suma del contenido del registro de índices y FF. Otro ejemplo es: STA A \$05,X; esto significa almacenar el contenido del acumulador A en la dirección dada por contenido del registro índices más 05.

7. Relativo

Este tipo de direcciónamiento se usa con instrucciones de ramificación. El código de operación está seguido por un byte llamado dirección relativa. Ésta indica el desplazamiento en direcciones que se tendrá que sumar al contador de programa si se presenta la ramificación. Por ejemplo, el código de Motorola, BEQ \$F1 indica que si el dato es igual a cero, entonces la siguiente dirección en el programa es F1. La dirección relativa de F1 se suma a la dirección de la siguiente instrucción.

Como una ilustración, la Tabla 18.1 muestra algunas instrucciones con los modos de direccionamiento utilizados en los sistemas de Motorola.

Tabla 18.1 Ejemplos de indexado.

Modo de dirección	Instrucción
Inmediato	LDA A #\$F0
Direc	LDA A \$50
Extendido	LDA A\$0F01
Indexado	LDA A \$CF,X
Inherente	CLR A
Extendido	CLR \$2020
Indexado	CLR \$10,X

18.2.2 Desplazamiento de datos

El siguiente es un ejemplo del tipo de información que se puede obtener en una hoja del conjunto de instrucciones de un fabricante (microprocesador 6800 de Motorola).

Operación	Mnemónico	Modos de direccionamiento					
		IMMED			DIRECTO		
		OP	~	#	OP	~	#
Sumar	ADDA	8B	2	2	9B	3	2

~ es el número de ciclos del microprocesador requeridos y # es el número de bytes de programa necesarios.

Esto significa que cuando se usa el modo de direccionamiento inmediato en este procesador, la operación Sumar se representa por el término mnemónico ADDA. El código de máquina para este direccionamiento es 8B y para obtener su expresión completa son necesarios dos ciclos. La operación requiere dos bytes en el programa. El término **op-code o código de operación (OP)** se refiere a la instrucción que ejecutará el microprocesador y se expresa en forma hexadecimal. Un byte es un grupo de ocho dígitos binarios que el microprocesador reconoce como una palabra. Entonces, se necesitan dos palabras. En el direccionamiento directo el código de máquina es 9B y se requieren tres ciclos y dos bytes de programa.

Para ejemplificar cómo pasa la información entre la memoria y el microprocesador, considere las siguientes tareas. El direccionamiento de la memoria RAM para guardar un nuevo programa es sólo el más conveniente. En los siguientes ejemplos se usarán las direcciones que comienzan en 0010. Para emplear el direccionamiento directo, las direcciones deberán estar en la página cero, es decir, entre 0000 y 00FF. Los ejemplos se basan en el uso del conjunto de instrucciones del microprocesador M6800.

Tarea: introducir todos los ceros en el acumulador A.

Dirección de memoria	Código de operación
0010	8F CLR A

La siguiente dirección de memoria que se puede usar es 0011 dado que CLR A sólo ocupa un byte del programa. Éste es el modo de direccionamiento inherente.

Tarea: sumar al contenido del acumulador A el dato 20.

Dirección de memoria	Código de operación
0010	8B 20 ADD A #\$20

Aquí se utiliza el direccionamiento inmediato. La siguiente dirección de memoria que se puede utilizar es 0012, dado que en esta forma de direccionamiento, ADD A ocupa dos bytes de programa.

Tarea: cargar el acumulador A con los datos presentes en la dirección de memoria 00AF.

Dirección de memoria	Código de operación
0010	B6 00AF LDA A \$00AF

Esto utiliza el direccionamiento absoluto. La siguiente dirección de memoria que se puede usar es 0013 porque, en este tipo de direccionamiento, LDA A ocupa tres bytes de programa.

Tarea: girar hacia la izquierda los datos que contiene la localidad de memoria 00AF.

Dirección de memoria	Código de operación
0010	79 00AF ROL \$00AF

En este caso se utiliza el direccionamiento absoluto. La siguiente dirección de memoria que se puede usar es 0013 dado que ROL, en este modo, ocupa tres bytes de programa.

Tarea: guardar los datos que contiene el acumulador A en la localidad de memoria 0021.

Dirección de memoria	Código de operación
0010	D7 21 STA A \$21

Aquí se utiliza el direccionamiento directo. La siguiente dirección de memoria que se puede utilizar es 0012 porque STA A, en este modo, ocupa dos bytes de programa.

Tarea: si el resultado de la instrucción anterior es cero, avanzar cuatro lugares mediante ramificación.

Dirección de memoria	Código de operación
0010	27 04 BEQ \$04

Se utiliza el direccionamiento relativo. Si el resultado no es cero, la siguiente dirección de memoria es 0012 porque BEQ, en este modo, ocupa dos bytes de programa. Si el resultado es cero, entonces la siguiente dirección es $0012 + 4 = 0016$.

18.3

Programas en lenguaje ensamblador

Un programa en lenguaje ensamblador puede considerarse como una serie de instrucciones a un ensamblador, el cual produce el programa en código de máquina. Un programa escrito en lenguaje ensamblador consiste en una serie de instrucciones, una por línea. Una instrucción contiene de una a cuatro secciones o campos:

Etiqueta Código de operación Operando Comentario

Se utiliza un símbolo especial para indicar el inicio y el final de un campo; los símbolos empleados dependen del tipo de código de máquina del microprocesador. En el 6800 de Motorola se utilizan espacios. En el Intel 8080 aparecen dos puntos después de la etiqueta, un espacio después del código de operación, comas entre

cada entrada del campo de direcciones y punto y coma antes de un comentario. En general, se usa punto y coma para separar los comentarios del operando.

La **etiqueta** es el nombre que recibe una entrada en la memoria. Las etiquetas están formadas por letras, números y algunos otros caracteres. En el 6800 de Motorola, las etiquetas tienen de uno a seis caracteres; el primero debe ser una letra, y no puede ser sólo la letra A, B o X ya que se reservan para referirse al acumulador o al registro de índices. En el 8080 de Intel se aceptan cinco caracteres, el primero debe ser una letra, @ o ?. La etiqueta no debe tener los nombres reservados para los registros, códigos de instrucciones o seudo operaciones (vea más adelante en esta misma sección). Cada etiqueta en un programa debe ser única. Si no hay etiqueta, entonces se debe agregar un espacio en el campo de etiquetas. En el 6800 de Motorola, un asterisco (*) en la etiqueta indica que la instrucción es un comentario, es decir, un comentario insertado para que el programa sea más claro. Como tal, el comentario se ignora en el ensamblador durante el proceso para obtener el programa en código de máquina.

El código de operación especifica cómo manejar los datos y se indica por su mnemónico; por ejemplo, LDA A. Este campo es el único que nunca puede estar vacío. Además, el campo del código de operación puede contener directivas para el ensamblador. Éstas se conocen como **seudo operaciones**, ya que aun cuando aparecen en el campo del código de operación, no se traducen a instrucciones en código de máquina. Estas operaciones pueden definir símbolos, asignar programas y datos a ciertas áreas de la memoria, generar tablas y datos fijos, indicar la terminación del programa, etc. Las directivas de ensamblador más comunes son:

Definir contador del programa

ORG Define la dirección en memoria de inicio de la parte del programa que sigue. En un programa puede haber varios puntos de origen.

Definir símbolos

EQU, SET, DEF Iguala/ajusta/define un símbolo como un valor numérico, otro símbolo o una expresión.

Reservar localidades de memoria

RMB, RES Reserva bytes/espacio de la memoria.

Definir constante en la memoria

FCB Forma un byte constante.

FCC Forma una secuencia de caracteres constante.

FDB Forma una constante de dos bytes.

BSW Almacena bloque de ceros.

La información incluida en el campo del **operando** depende del mnemónico que le precede y del modo de direccionamiento. Proporciona la dirección de los datos que se manejan durante el proceso especificado en el código de operación. Por ello, con frecuencia se le conoce como **campo de direcciones**. Este campo puede estar vacío si las instrucciones dadas por el código de operación no necesitan datos ni dirección. Los datos numéricos de este campo pueden ser hexadecimales, decimales, octales o binarios. El ensamblador supone que los números son decimales, a menos que se indique lo contrario. En el 6800 de Motorola se escribe \$ antes del número hexadecimal, o H al final; @ antes de los números octales, o una O o Q al final; % antes de un número binario, o B al final. En el Intel 8080 un número hexadecimal termina con H, un número octal termina con O o Q y un número binario con B. Los números hexadecimales deben empezar con un dígito decimal, es decir, 0 a 9, para evitar confusión con los nombres. En el 6800 de Motorola, el modo de dirección inmediato se indica

precediendo el operando con #, y en el modo de dirección indexado va seguido del operando X. Para los modos de direccionamiento directo o extendido no se utilizan símbolos especiales. Si la dirección está en la página cero, es decir, FF o menos, el ensamblador asigna en forma automática el modo directo. Si la dirección es mayor que FF, el ensamblador asigna el modo extendido.

El campo de comentarios es opcional y su propósito es permitir al programador incluir comentarios que contribuyan a una mayor legibilidad del programa. Durante la compilación del programa de código de máquina el ensamblador ignora este campo.

18.3.1. Ejemplos de programas en lenguaje ensamblador

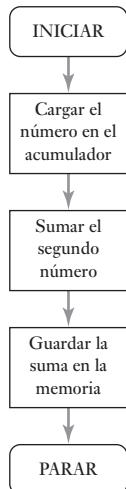


Figura 18.2 Diagrama de flujo para la suma de dos números.

Los siguientes ejemplos ilustran cómo elaborar algunos programas simples.

Problema: sumar dos números de 8 bits localizados en diferentes direcciones de la memoria y almacenar el resultado otra vez en la memoria.

El algoritmo es:

1. Iniciar.
2. Cargar el primer número en el acumulador. El acumulador es donde se acumulan los resultados de las operaciones aritméticas. Es el registro de trabajo, o sea, es una zona donde se hacen los cálculos antes de que el resultado se transfiera a algún otro lado. Entonces se debe copiar el dato al acumulador para poder hacer la aritmética. Con los PIC se usa el término registro de trabajo (w).
3. Sumar el segundo número.
4. Guardar la suma en la localidad de memoria designada.
5. Parar.

La Figura 18.2 muestra los pasos anteriores en un diagrama de flujo.

Los programas escritos para tres diferentes microcontroladores aparecen a continuación. En ellos la primera columna es la etiqueta, la segunda el código de operación, la tercera el operando y la cuarta los comentarios. Observe que todos los comentarios van precedidos por punto y coma.

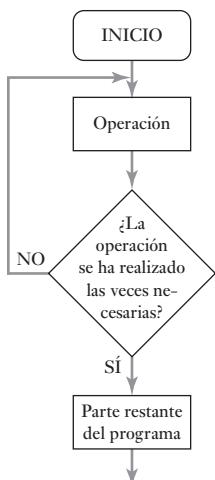
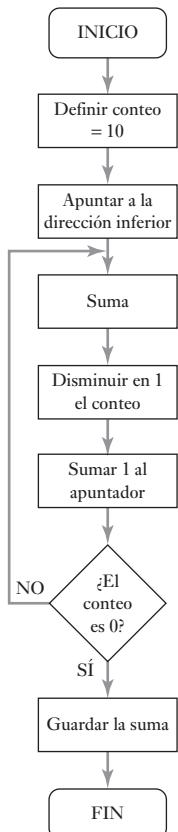
Programa M68HC11

; Suma de dos números

NUM1	EQU	\$00	; posición del número 1
NUM2	EQU	\$01	; posición del número 2
SUM	EQU	\$02	; posición para la suma
	ORG	\$C000	; dirección inicial del usuario RAM
START	LDAA	\$NUM1	; carga número 1 al acumulador A
	ADDA	\$NUM2	; suma el número 2 a A
	STAA	SUM	; guarda la suma en \$02
	END		

La primera línea del programa especifica la dirección del primer sumando. La segunda línea especifica la dirección del número que se suma al primer número. La tercera especifica dónde se colocará el resultado de la suma. La cuarta, la dirección de memoria en la que debe empezar el programa. El uso de etiquetas significa que el operando relacionado con los datos no tiene que especificar las direcciones, sólo las etiquetas.

El mismo programa para un Intel 8051 sería:

**Figura 18.3** Un ciclo.**Figura 18.4** Diagrama de flujo de la suma de 10 números.**Programa 8051**

```

; Suma de dos números

NUM1 EQU 20H ; posición del número 1
NUM2 EQU 21H ; posición del número 2
SUM EQU 22H ; posición para la suma

ORG 8000H ; dirección inicial del usuario RAM
START MOV A,NUM1 ; carga número 1 al acumulador A
ADD A,NUM2 ; suma el número 2 a A
MOV SUM,A ; guarda la suma en 22H
END
  
```

El mismo programa para un microcontrolador PIC sería:

Programa PIC

```

; Suma de dos números

Num1 equ H'20' ; posición del número 1
Num2 equ H'21' ; posición del número 2
Sum equ H'22' ; posición para la suma

org H'000' ; dirección inicial del usuario RAM
Start movlw Num1 ; carga número 1 al acumulador A
addlw Num2 ; suma el número 2 a A
movwf Sum ; guarda la suma en H'22'
End
  
```

En muchos programas existe la necesidad de realizar una tarea repetidas veces. En estos casos, el programa se diseña de manera que la operación pase por la misma sección cierto número de veces. Esto se denomina **procesamiento en ciclos o iteraciones**; un **ciclo** es una sección de un programa que se repite varias veces. La Figura 18.3 muestra el diagrama de flujo de un ciclo. Con él cierta operación debe realizarse varias veces antes de proceder con el programa. Cuando la cantidad de operaciones está completa continúa la ejecución del programa. El siguiente programa ilustra los ciclos.

Problema: sumar los números ubicados en 10 direcciones distintas (éstas pueden ser, por ejemplo, el resultado generado por 10 sensores para una muestra).

El algoritmo sería:

1. Inicio.
2. Definir el valor del conteo igual a 10.
3. Apuntar a la localidad que se encuentra en el número de dirección de la parte inferior.
4. Sumar el número que aparece en la dirección de la parte inferior.
5. Disminuir en uno el conteo.
6. Sumar 1 al apuntador de ubicación de la dirección.
7. ¿La cuenta es igual a 0? Si no es así, ramificar a 4. Si es así, continuar.
8. Guardar la suma.
9. Parar.

La Figura 18.4 ilustra el diagrama de flujo.

El programa es:

COUNT	EQU	\$0010	
POINT	EQU	\$0020	
RESULT	EQU	\$0050	
ORG		\$0001	
LDA B	COUNT		; Cargar el contador
LDX	POINT		; Inicializar el registro de índices
			; al inicio de los números
SUM	ADD A	X	; Sumar el sumando
	INX		; Sumar 1 al registro de índice
	DEC B		; Restar 1 al acumulador B
	BNE	SUM	; Ramificar a suma
	STA A	RESULT	; Guardar
	WAI		; Parar el programa

El número 10, correspondiente al conteo, se carga en el acumulador B. El registro de índices proporciona la dirección inicial de los datos que se suman. El primer paso es sumar el contenido de la localidad de memoria direccionada por el registro de índices al contenido del acumulador, al inicio considerado como cero (se puede usar la instrucción CLR A para borrarlo al inicio). La instrucción INX suma 1 al registro de índices, de manera que la siguiente dirección que se elige es 0021. DEC B resta 1 al contenido del acumulador B e indica que el valor del conteo es ahora 9. BNE es la instrucción para ramificarse a SUM si no es igual a cero, es decir, si la bandera Z tiene valor 0. El programa itera y repite el ciclo hasta que ACC B es cero.

Problema: determinar cuál de todos los números de una lista es el mayor (podría ser determinar la mayor temperatura de, por ejemplo, la temperatura más alta enviada por varios sensores de temperatura).

El algoritmo sería:

1. Borrar la dirección de la respuesta.
2. Listar la dirección de inicio.
3. Cargar el número de la dirección de inicio.
4. Comparar el número con el número en la dirección de respuesta.
5. Guardar la respuesta si es mayor.
6. De no ser así, guardar el número.
7. Aumentar la dirección de inicio en 1.
8. Ramificar a 3 si la dirección no es la última.
9. Parar.

La Figura 18.5 muestra el diagrama de flujo. El programa es:

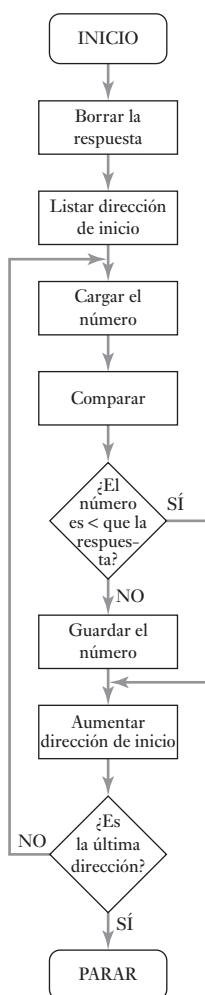


Figura 18.5 Diagrama de flujo para obtener el número mayor.

FIRST	EQU	\$0030	
LAST	EQU	\$0040	
ANSW	EQU	\$0041	
ORG		\$0000	
CLR	ANSW		; Borrar la respuesta
LDX	FIRST		; Cargar la primera dirección
NUM	LDA A	\$30,X	; Cargar el número
	CMP A	ANSW	; Comparar con la respuesta
	BLS	NEXT	; Ramificar a NEXT si el valor es menor
			; o igual
	STA A	ANSW	; Guardar la respuesta

NEXT	INX		; Aumentar registro de índices
CPX	LAST		; Comparar registro de índices con ; LAST
BNE	NUM		; Ramificar si no es igual a cero
WAI			; Parar el programa

El procedimiento borra primero la dirección de la respuesta. A continuación se carga la primera dirección y el número en dicha dirección se coloca en el acumulador A. LDA A \$30,X significa cargar el acumulador A con los datos de la dirección dada por el registro de índices más 30. Se compara el número con la respuesta; el número se guarda si la respuesta es mayor que el número que ya está en el acumulador, de otra manera, se ramifica para repetir el ciclo con el siguiente número.

18.4

Subrutinas

Es frecuente el caso de que un bloque de programación, una subrutina, se requiera varias veces en el mismo programa. Por ejemplo, puede necesitarse para producir un retraso. Una opción es duplicar el programa de subrutina varias veces en el programa principal; esto, sin embargo, significa un aprovechamiento ineficiente de la memoria. Otra opción es conservar una copia en la memoria y ramificar o saltar a la subrutina cada vez que sea necesario. No obstante, esto presenta el problema de saber, una vez concluida la subrutina, a qué parte del programa regresar para reanudar. Lo que se necesita es un mecanismo para regresar al programa principal y continuar en el punto en que se quedó cuando se inició la subrutina. Para ello es necesario guardar el contenido del contador del programa en el momento en que se ramifica a la subrutina para volver a cargar este valor en el contador del programa cuando termine la subrutina. Las dos instrucciones que se proporcionan con los microprocesadores que permiten implantar la subrutina de esta manera son:

1. JSR (salto a la rutina) o CALL, que permite invocar una subrutina.
2. RTS (regreso de la subrutina) o RET (regresar), que se usa como la última instrucción de una subrutina y regresa al sitio correcto del programa que lo invocó.

Las subrutinas se pueden llamar desde diversos puntos de un programa. Para ello es necesario guardar el contenido del contador del programa de forma que lo último en entrar sea lo primero en salir (LIFO, *last in first out*). Este tipo de registro se conoce como **pila**. Es como una pila de platos en la que el último plato siempre se coloca arriba y el primer plato que se saca es siempre el que está arriba, o sea, el último que se agregó a la pila. La pila puede ser un bloque de registros en un microprocesador o, más comúnmente, una sección de la memoria RAM. Un registro especial en el microprocesador, llamado **registro del apuntador de pila**, se usa para apuntar a la siguiente dirección libre en el área de la memoria RAM que se está usando para la pila.

Además del uso automático de la pila cuando se utilizan subrutinas, el programador puede diseñar un programa en el que la pila se utilice para guardar datos en forma temporal. En este caso, las dos instrucciones son:

1. PUSH. Mediante esta instrucción los datos de los registros especificados se guardan en la siguiente localidad de la pila que esté libre.
2. PULL o POP. Mediante esta instrucción se recogen los datos de la última ubicación en la pila y se transfieren a un registro especificado.

Por ejemplo, antes de ejecutar una subrutina, quizá sea necesario guardar los datos de algunos registros; y después de la subrutina, restaurar esos datos. Los elementos del programa serían, en el 6800 de Motorola:

SAVE	PSH A ; Guardar acumulador A en pila
	PSH B ; Guardar acumulador B en pila
	TPA ; Transferir el registro de estado al acumulador A
	PSH A ; Guardar el registro de estado en la pila
<i>; Subrutina</i>	
RESTORE	PUL A ; Restaurar el código de condición desde la pila al ; acumulador A
	TAP ; Restaurar el código de condición desde A al registro ; de estado
	PUL B ; Restaurar acumulador B desde la pila
	PUL A ; Restaurar acumulador A desde la pila

18.4.1 Subrutina de retardo

Los ciclos de retardo con frecuencia se requieren cuando el microprocesador tiene una entrada de un dispositivo, como un convertidor analógico a digital. Muchas veces se necesita enviar una señal al convertidor para que inicie la conversión y luego esperar un tiempo fijo antes de leer los datos del convertidor. Esto se puede hacer incluyendo un ciclo mediante el cual el microprocesador realiza diversas instrucciones antes de seguir con el resto del programa. Un programa de retardo sencillo sería el siguiente:

DELAY	LDA A #\\$05 ; Cargar 05 en el acumulador A
LOOP	DEC A ; Disminuir en 1 el acumulador A
	BNE LOOP ; Ramificar si el resultado no es igual a cero
RTS	RTS ; Regresar de la subrutina

Cada movimiento a través del ciclo implica varios ciclos de máquina. Cuando se recorre un ciclo cinco veces, el programa de retardo necesita:

Instrucción	Ciclos	Ciclos en total
LDA A	2	2
DEC A	2	10
BNE	4	20
RTS	1	1

En total, el retraso es de 33 ciclos de máquina. Si cada uno tarda 1 μ s, entonces el retraso total es 33 μ s. Para un retraso más largo, desde el inicio se pone un número mayor en el acumulador A.

Un ejemplo de la subrutina de ciclo de retardo para un microcontrolador PIC es:

movlw	Valor	; cargar el valor de cuenta requerido
movwf	Cuenta	; contador de ciclos
Delay	decfsz	Cuenta ; decrementa el contador
	goto	Retardo ; ciclo

La instrucción decfsz toma un ciclo y la instrucción goto toma dos ciclos. El ciclo se repetirá (cuenta - 1) veces. Adicionalmente se tienen las instrucciones movlw y movwf, cada una de ellas toma un ciclo, y cuando la cuenta es

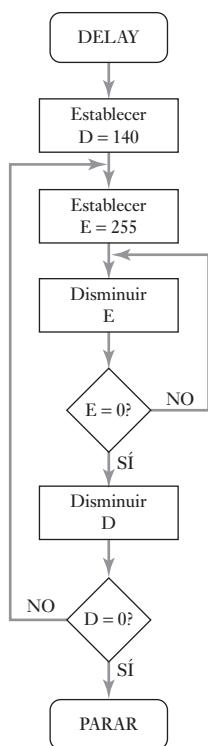


Figura 18.6 Ciclo de retardo anidado.

igual a 1 se tiene la instrucción decfsz que toma otros dos ciclos. Entonces, el número total de ciclos es:

$$\text{número de ciclos de instrucciones} = 3(\text{cuenta} - 1) + 4$$

Cada ciclo de instrucciones toma cuatro ciclos de reloj por lo que el número de ciclos de reloj introducidos por esta subrutina es:

$$\text{número de ciclos de reloj} = 4[2(\text{cuenta} - 1) + 4]$$

Con un reloj de 4 MHz cada ciclo de reloj toma $1/(4 \times 10^6)$ s.

Con frecuencia el retraso obtenido usando sólo el ciclo sencillo descrito no es suficiente. Una forma de obtener un retraso mayor es utilizar un ciclo anidado. La Figura 18.6 muestra el diagrama de flujo de un ciclo de retraso anidado. El ciclo interior es igual al del programa de ciclo sencillo descrito antes. El registro E disminuirá 255 veces antes de que el ciclo termine y se establezca la bandera de cero. El ciclo exterior hace que la rutina del ciclo interior se ejecute repetidamente mientras el registro D disminuya hasta cero. Entonces con el registro D inicialmente con un conteo de ciclos de, por ejemplo, 140, el tiempo de retraso será $140 \times 2.298 = 321.72$ ms.

El programa es entonces:

DELAY	MOV	D,8CH	; fija D en 8CH, o sea, 140
OLOOP	MOV	E,FFH	; fija E en FFH, o sea, 255
ILOOP	DEC	E	; disminuye E, el contador del ciclo interno
	JNZ	ILOOP	; repite el ILOOP 255 veces
	DEC	D	; disminuye D, el contador del ciclo externo
	JNZ	OLOOP	; repite el OLOOP 140 veces

Los siguientes son algunos ejemplos de programas donde las subrutinas de retraso son necesarias.

1. *Problema:* encender y apagar un LED repetidas veces.

Con este problema se usará la subrutina DELAY con ciclos para proporcionar los retardos requeridos; el microprocesador toma un tiempo finito para procesar las instrucciones en un ciclo y completar el ciclo. La estructura del programa es:

1. Si LED encendido
Apagar LED
Mientras LED apagado, ejecutar la subrutina RETRASO
2. De otra manera (ELSE)
Encender LED
Ejecutar la subrutina RETRASO

Subrutina RETRASO

Realizar una instrucción, o instrucciones, o un ciclo, o un doble ciclo dependiendo del retraso requerido.

Por el tamaño del retraso necesario, es más conveniente utilizar un doble ciclo. Programando un Intel 8051, es posible utilizar la instrucción DJNZ, disminuye y salta si el resultado no es cero. Disminuye la dirección indicada por el primer operando y salta al segundo operando si el valor resultante no es cero. El LED está conectado al bit 0 del puerto 1 del microcontrolador. El programa utilizando las instrucciones en lenguaje ensamblador para el Intel 8051 sería:

```

FLAG EQU 0FH ; fijar bandera cuando LED encendido
      ORG 8000H
START JB FLAG,LED_OFF ; salta si LED_OFF, o sea, LED
                      ; encendido
      SETB FLAG ; de otra manera fija el bit FLAG
      CLR P1.0 ; enciende LED
      LCALL DELAY ; llama la subrutina DELAY
      SJMP START ; salta a START
LED_OFF CLR FLAG ; borra la bandera de LED encendido
                  ; para indicar LED apagado
      SETB P1.0 ; apaga LED
      LCALL DELAY ; llama la subrutina DELAY
      LJMP START ; salta a START
DELAY MOV R0,#0FFH ; valor del ciclo de retardo exterior
ILOOP MOV R1,#0FFH ; valor del ciclo de retardo interior
OLOOP DJNZ R1,ILOOP ; espera mientras ciclo interior
                  ; DJNZ R0,OLOOP ; espera mientras ciclo exterior
      RET ; regresa de la subrutina
      END

```

2. *Problema:* encender en secuencia ocho LEDS.

La instrucción rotar se puede usar para encender en forma sucesiva los LEDS, si tenemos inicialmente un arreglo de bit 0000 0001 el cual se rota para dar 0000 0011, luego 0000 0111 y así sucesivamente. El siguiente es un programa en lenguaje ensamblador para un Motorola 68HC11 que se puede usar, los LEDS están conectados al puerto B; un pequeño retardo se ha incorporado en el programa.

```

COUNT EQU 8 ; el contador tiene el número de ciclos
              ; requeridos o sea, el número de bits que
              ; van a encenderse
FIRST EQU %00000001 ; enciende el bit 0
PORTB EQU $1004 ; dirección del puerto B
      ORG $C000
      LDAA #FIRST ; carga el valor inicial
      LDAB #COUNT ; carga contador
LOOP  STAA PORTB ; enciende bit 1, o sea, LED 1
      JSR DELAY ; salta a la subrutina DELAY
      SEC ; fija el bit de acarreo para rotar en el bit
              ; menos significativo
              ; para mantener el bit como 1
      ROLA ; rota hacia la izquierda
      DECB ; decremente el contador
      BNE LOOP ; ramifica al ciclo ocho veces
DELAY RTS ; retraso simple corto
      END

```

particular en una tabla de cuadrados, en lugar de realizar la operación aritmética para encontrar el cuadrado. Las tablas de consulta son útiles en particular cuando la relación es no lineal y no se describe por ecuaciones aritméticas sencillas, por ejemplo, el sistema de mando de un motor descrito en la sección 1.7.2 donde el tiempo de encendido es una función del ángulo del eje del cigüeñal y de la presión en la entrada del múltiple. Aquí el microcontrolador tiene que enviar las señales de tiempo que dependen de señales de entrada del sensor de velocidad y de los sensores del eje del cigüeñal.

Para ilustrar cómo se pueden usar las tablas de consulta, considere el problema de determinar los cuadrados de enteros. Se puede colocar una tabla de cuadrados de los enteros 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, ... en la memoria del programa y tener los cuadrados 0, 1, 4, 9, 16, 25, 36, ... en direcciones sucesivas. Si el número que se eleva al cuadrado es 4, entonces éste se convierte en el índice para la dirección indexada de los datos en la tabla, donde la primera entrada es el índice 0. El programa suma el índice a la dirección base de la tabla para encontrar la dirección de la entrada correspondiente al entero. De esta forma se tiene:

Índice	0	1	2	3	4	5	6
Entrada en tabla	0	1	4	9	16	25	36

Por ejemplo, con un microcontrolador Motorola 68HC11 se tiene el siguiente programa de búsqueda para determinar los cuadrados.

```

REGBAS EQU $B600      ; dirección base para la tabla
ORG    $E000
LDAB   $20      ; carga el acum. B con el entero que se
                 ; eleva al cuadrado
LDX    #REGBAS ; apunta a la tabla
ABX    ; suma el contenido del acum. B al registro
                 ; del índice X
LDAA   $00,X      ; carga el acum. A con el valor indexado

```

se pudo haber cargado la tabla en la memoria usando la seudoperación FDB:

```

ORG    $B600
FDB    $00,$01,$04,$09 ; dando los valores a los bloques reservados
                         ; de memoria

```

Con el microprocesador de Intel 8051 la instrucción MOVC A,@A+DPTR trae los datos de la localidad de memoria apuntada por la suma de DPTP y el acumulador A y la almacena en el mismo acumulador. Esta instrucción se puede usar para buscar datos en una tabla donde el apuntador de datos DPTP se inicializa al principio de la tabla. Como una ilustración, suponga que se quiere usar una tabla para la conversión de temperaturas en escala Celsius a escala Fahrenheit. El programa pasa los parámetros de las temperaturas que requieren conversión a una subrutina, de forma que puede incluir las siguientes instrucciones:

```

MOV    A,#NUM      ; carga el valor que va a convertirse
CALL   LOOK_UP     ; llama a la subrutina LOOK_UP
LOOK_UP MOV    DPTP,#TEMP ; apunta a la tabla
              MOVC A,@A+DPTP ; obtiene el valor de la tabla
              RET     ; regresa de la subrutina
TMP    DB    32, 34, 36, 37, ; dando valores a la tabla
                 39, 41, 43, 45

```

Otro ejemplo del uso de una tabla es dar la secuencia de un número de salidas. Ésta puede ser la secuencia para operar las luces de un semáforo que controla el tráfico, que dé la secuencia rojo, rojo más ámbar, verde, ámbar. La luz roja se ilumina cuando hay una salida de RD0, la ámbar se ilumina con RD1 y la verde con RD2. Los datos de la tabla serían:

Índice	Rojo	Rojo + ámbar	Verde	Ámbar
0	1		2	3
0000 0001	0000 0011	0000 0100	0000 0010	

18.5.1 Retardo para un motor paso a paso

En un motor paso a paso se deben utilizar retardos entre cada instrucción para avanzar un paso y permitir que haya tiempo para que ese paso ocurra antes de la siguiente instrucción del programa. El algoritmo de un programa para generar una secuencia continua de impulsos escalón sería el siguiente:

1. Inicio.
2. Definir la secuencia de las salidas necesarias para obtener la secuencia de pasos.
3. Establecer la posición del paso inicial.
4. Avanzar un paso.
5. Saltar a la rutina de retraso para dar tiempo a que se complete el paso.
6. ¿Este es el último paso en la secuencia de pasos para una rotación completa? Si no es así, continúe con el paso siguiente; si es así, regrese al número 3.
7. Continúe hasta infinito.

El siguiente es un programa posible para un motor paso a paso, en la configuración de paso completo y controlado por el microcontrolador M68HC11, usando las salidas de PB0, PB1, PB2 y PB3. Se utiliza una tabla ‘de consulta’ de la secuencia del código de salida para que las salidas lleven el motor paso a paso a la siguiente secuencia de pasos. La tabla que se utiliza es la siguiente.

La secuencia de código que se necesita para operar el motor paso a paso con paso completo es A, 9, 5, 6, A; así, estos valores constituyen la secuencia que el apuntador debe consultar en la tabla. FCB es el código de operación para ‘formar un byte constante’ y se usa para inicializar los bytes de datos de la tabla.

Salidas requeridas desde el puerto B					
Paso	PB0	PB1	PB2	PB3	Código
1	1	0	1	0	A
2	1	0	0	1	9
3	0	1	0	1	5
4	0	1	1	0	6
1	1	0	1	0	4

BASE	EQU	\$1000	
PORTB	EQU	\$4	; Puerto de salida
TFLG1	EQU	\$23	; Registro 1 del indicador de interrupción
			; del temporizador
TCNT	EQU	\$0E	; Registro del contador del temporizador
TOC2	EQU	\$18	; Registro de comparación 2 de salida
TEN_MS	EQU	20000	; 10 ms en el reloj

```

        ORG    $0000
STTBL   FCB    $A          ; Ésta es la tabla de consulta
        FCB    $9
        FCB    $5
        FCB    $6
ENDTBL  FCB    $A          ; Fin de la tabla de consulta

        ORG    $C000
        LDX    #BASE
        LDAA   #$80
        STAA   TFLG1,X      ; Borrar bandera
START   LDY    #STTBL
BEG    LDAA   0,Y          ; Empezar por la primera posición de la
                           ; tabla
        STAA   PORTB,X
        JSR    DELAY         ; Saltar a demora
        INY
        CPY    #ENTBL        ; ¿Es el fin de la tabla?
        BNE    BEG           ; Si no es así, ramificar a BEG
        BRA    START          ; Si es así, ir de nuevo a inicio

DELAY   LDD    TCNT,X
        ADDD   #TEN_MS        ; Aumentar una demora de 10 ms
        STD    TOC2,X
HERE    BRCLR TFLG1,X,$80,; Esperar hasta que haya transcurrido
                           ; la demora
        LDAA   #$80
        STAA   TFLG1,X      ; Borrar bandera
RTS

```

Observe que en la etiqueta TEN_MS hay un espacio subrayado para indicar que TEN y MS son parte de la misma etiqueta.

El retardo aquí se obtiene mediante el bloque temporizador del microcontrolador. Se utiliza un retardo de 10 ms. En un sistema de microcontrolador con un temporizador de 2 MHz un retardo de 10 ms corresponde a 20 000 ciclos de reloj. Para obtener este retardo primero se obtiene el valor del registro del TCNT y se le agregan 20 000 ciclos; con este valor se carga el registro TOC2.

18.6

Sistemas embebidos

Los microprocesadores y microcontroladores a menudo son ‘embebidos’ en sistemas donde se pueda ejercer el control. Por ejemplo, una lavadora de ropa moderna cuenta con un microcontrolador embebido que ha sido programado con los diferentes programas de lavado; todo lo que el operador de la máquina debe hacer es seleccionar el programa de lavado requerido por medio de un interruptor y se implementa el programa requerido. El operador no tiene que programar el microcontrolador. El término **sistema embebido** se utiliza para un sistema basado en un microprocesador diseñado para controlar una función o rango de funciones y no está diseñado para ser programado por el usuario del sistema. El fabricante ha hecho el programa y lo ha ‘quemado’ en el sistema de la memoria y no se puede cambiar por el usuario del sistema.

18.6.1 Programas embebidos

En un sistema embebido los fabricantes hacen un ROM que contiene el programa. Esto es sólo económico si hay una necesidad para una gran cantidad de estos chips. De forma alternativa, para el prototipo o aplicaciones de bajo volumen, un programa puede ser cargado dentro del EPROM/EEPROM del hardware. Lo siguiente ilustra cómo se programa el EPROM/EEPROM de los microcontroladores.

Por ejemplo, para programar el EPROM del microcontrolador Intel 8051, se requiere el arreglo que se muestra en la Figura 18.7a). Debe haber una entrada de oscilador de 4–6 MHz. El procedimiento es:

1. La dirección de una localidad EPROM, para ser programada en el rango de 0000H a 0FFFH, se aplica al puerto 1 y a las terminales P2.0 y P2.1 del puerto 2; al mismo tiempo, el código byte para ser programado dentro de esa dirección se aplica al puerto 0.
2. Las terminales P2.7, RST y ALE deben mantenerse en alta, las terminales P2.6 y PSEN en baja. Para las terminales P2.4 y P2.5 no importa si son altas o bajas.
3. La terminal EA/ V_{pp} se mantiene en lógica alta justo antes de que ALE sea pulsado, luego hay una elevación de +21 V, ALE es pulsado hacia abajo para 50 ms para programar el código byte dentro de la ubicación direccional, y luego EA se regresa a lógica alta.

La verificación del programa, por ejemplo, la lectura del programa, se logra mediante el arreglo que se muestra en la Figura 18.7b).

1. La dirección de la ubicación del programa a ser leída se aplica al puerto 1 y las terminales P2.0 a P2.3 del puerto 2.
2. Las terminales EA/ V_{pp} , RST y ALE deben mantenerse en alta, las terminales P2.7, P2.6 y PSEN en baja. Para las terminales P2.4 y P2.5 no importa si están en alta o en baja.
3. Los contenidos de la ubicación direccional salen en puerto 0.

Se puede programar un bit de seguridad para denegar el acceso eléctrico mediante cualquier medio externo a la memoria del programa en el chip. Una vez programado este bit, éste sólo puede limpiarse al borrar por completo la

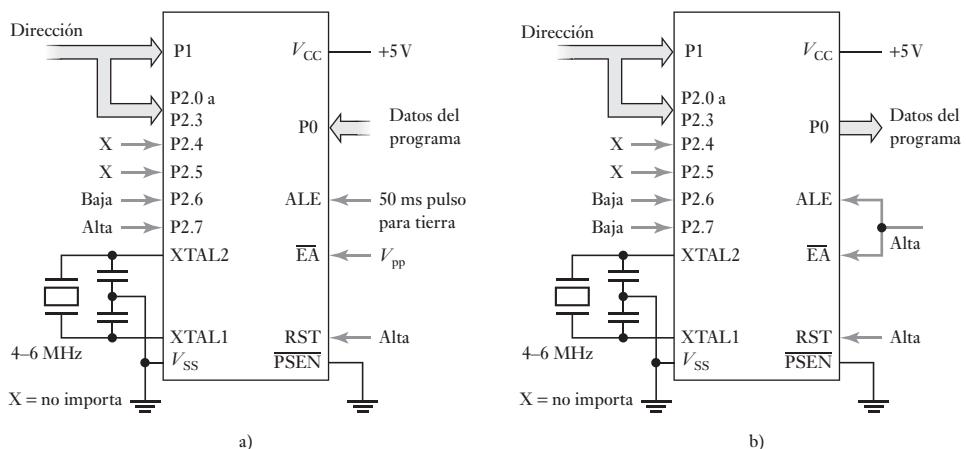
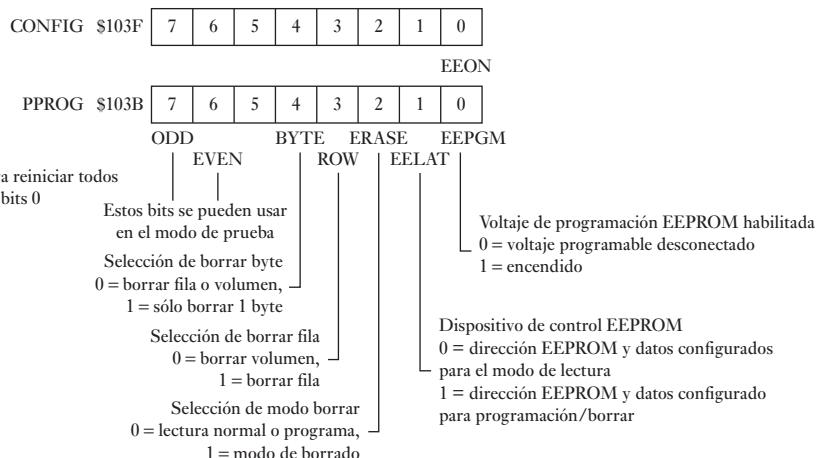


Figura 18.7 Intel 8051: a) programación, b) verificación.

memoria del programa. El mismo arreglo se utiliza como programación (Figura 18.7a)) pero P2.6 se mantiene arriba. El borrado se logra por exposición a luz ultravioleta. Puesto que la luz del Sol y la luz fluorescente contienen algún rayo ultravioleta, la exposición prolongada (alrededor de una semana a la luz del Sol o 3 años con luz fluorescente en ambiente cerrado) debe evitarse y la ventana del chip debe protegerse con una etiqueta opaca.

El microcontrolador Motorola 68HC11 está disponible con una memoria interna eléctricamente programable y borrable de sólo lectura (EEPROM). El EEPROM se ubica en las direcciones \$B600 a \$B7FF. Como un EPROM se borra un byte cuando todos los bits son 1 y la programación implica la fabricación particular de bits 0. El EEPROM está posibilitado al fijar el bit EEON en el registro CONFIG (Figura 18.8) a 1 y deshabilitada al fijarla a 0. La programación se controla por el registro de programación EEPROM (PPROG) (Figura 18.8).

Figura 18.8 CONFIG y PPROG.



El procedimiento para la programación es:

1. Escribe al registro PPROG para fijar el bit EELAT a 1 para programación.
2. Escribe datos de la dirección seleccionada EEPROM. Esto se prende en la dirección y datos a ser programados.
3. Escribe el registro PPROG para fijar el bit EEPGM a 1 para encender en el voltaje de programación.
4. Retraso de 10 ms.
5. Escribe al registro de PPROG para apagar, por ejemplo a 0, todos los bits.

He aquí en lenguaje ensamblador, una subrutina de programación para uso con el MC68HC11:

```

EELAT    EQU    %00000010    ; bit EELAT
EEPROM   EQU    %00000001    ; bit EEPGM
PPROG    EQU    $1028        ; dirección de registro PPROG

PPROG
      PSHB
      LDAB  #EELAT
      STAB  PPROG      ; filiar EELAT = 1 y EEPGM = 0
      STAA  0,X         ; datos de almacen X para dirección
                           ; EEPROM
      LDAB  #%00000011
      STAB  PPROG      ; filiar EELAT = 1 y EEPGM = 1
      JSR   DELAY_10    ; salto para retrasar 10 ms la subrutina

```

```

CLR      PPROG      ; borrar todos los bits del PPROG y
                    ; regresar al modo de lectura
PULB
RTS

; Subrutina para aproximadamente 10 ms de retraso
DELAY_10
PSHX
LDX #2500      ; contar para 20 000 ciclos
DELAY
DEX
BNE DELAY
PULX
RTS

```

El procedimiento para borrar es:

1. Escribe al registro PPROG para seleccionar borrar un byte, fila o el EEPROM completo.
2. Escribe a una dirección EEPROM dentro del rango a ser borrado.
3. Escribe a 1 el registro PPROG para encender el bit EEPGM y por lo tanto el voltaje borrador.
4. Retraso por 10 ms
5. Escribe ceros al registro PPROG para apagar todos los bits.

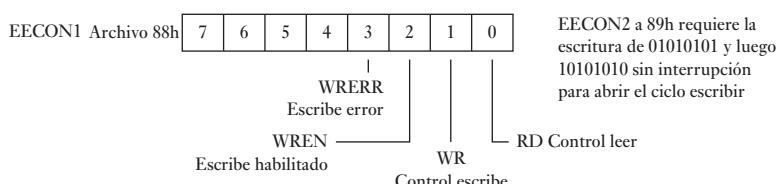
Con el EEPROM construido con un microcontrolador PIC, un programa para escribir datos dentro es (Figura 18.9):

```

bcf STATUS, RP0      ; Cambia a Banco 0 para los datos
mov.f Data, w        ; Datos de carga para escribirse
movwf EEDATA
movf Addr, w         ; Dirección de carga de los datos a
                      ; escribir
movwf EEADR
bsf STATUS, RP0      ; Cambia a Banco 1
bcf INTCON, GIE      ; Interrupciones inhabilitadas
bsf EECON1, WREN    ; Habilitada para escritura
movlw 55h            ; Secuencia especial para habilitar
                      ; escritura
movwf EECON2
movlw 0AAh
movwf EECON2
bsf EECON1, WR       ; iniciar ciclo de escritura
bsf INTCON, GIE      ; Interrupciones rehabilitadas
EE_EXIT
btfsc EECON, WR      ; Verificar que la escritura esté
                      ; completa
goto EE_EXIT          ; Si no es así, reintentar
bsf EECON, WREN      ; Escritura EEPROM completada

```

Figura 18.9 Registros EECON



Resumen

La colección de instrucciones que un microprocesador reconocerá es su **conjunto de instrucciones**. La serie de instrucciones necesarias para llevar a cabo una tarea en particular se denomina **programa**.

Los microprocesadores trabajan en código binario. Las instrucciones escritas en código binario son referidas como **código de máquina**. Un código taquigráfico que utiliza términos sencillos e identificables en lugar del código binario se llama **código mnemónico**, un código mnemónico es un código ‘auxiliar para la memorización’. A este código se le conoce como **lenguaje ensamblador**. Los programas de lenguaje ensamblador consisten en una secuencia de instrucciones, una por línea, cada una con uno o cuatro campos: etiqueta, código de operación, operando y comentario. La **etiqueta** es el nombre que recibe una entrada en particular en la memoria. El **código de operación** especifica cómo manipular los datos. El **operando** contiene la dirección de los datos a operar. El campo de **comentario** es para permitir al programador incluir comentarios que podrían hacer más comprensible el programa al lector.

Problemas

- 18.1 Con base en el siguiente resumen del juego de instrucciones de un fabricante (6800), determine los códigos de máquina necesarios para la operación de suma con acarreo de los siguientes modos: a) de direccionamiento inmediato, b) de direccionamiento directo.

Modos de direccionamiento								
Operación	Mnemónico	IMMED			DIRECT			
		OP	~	#	OP	~	#	
Suma con acarreo	ADC A	89	2	2	99	3	2	

- 18.2 La operación de borrado del conjunto de instrucciones del procesador 6800 de Motorola sólo tiene una entrada en la columna de modo de direccionamiento implicado. ¿Qué significa esto?
- 18.3 ¿Cuáles son los mnemónicos del 6800 de Motorola para a) borrar un registro A, b) guardar el acumulador A, c) cargar el acumulador A, d) comparar los acumuladores, e) cargar el registro índice?
- 18.4 Escriba una línea de programa ensamblador para a) cargar el acumulador con 20 (hex), b) decrementar el acumulador A, c) borrar la dirección \$0020, d) SUMAR al acumulador A el número en la dirección \$0020.
- 18.5 Explique las operaciones especificadas en las siguientes instrucciones: a) STA B \$35, b) LDA A #\$F2, c) CLC, d) INC A, e) CMP A #\$C5, f) CLR \$2000, g) JMP 05,X.
- 18.6 Escriba los programas en lenguaje ensamblador para:
 a) Restar un número hexadecimal en la dirección de la memoria 0050 desde el número hexadecimal en la ubicación de la memoria 0060 y almacene el resultado en la ubicación 0070.

- b) Multiplique dos números de 8 bits ubicados en las direcciones 0020 y 0021, y almacene el producto, un número de 8 bits, en la ubicación 0022.
- c) Almacene los números hexadecimales de 0 a 10 en las ubicaciones de la memoria empezando en 0020.
- d) Mueva el bloque de 32 números empezando en la dirección \$2000 para una nueva dirección de inicio de \$3000.
- 18.7 Escriba en lenguaje ensamblador una subrutina que se pueda usar para producir un retraso y que pueda fijarse a cualquier valor.
- 18.8 Escriba en lenguaje ensamblador una rutina que se pueda usar de manera que si la entrada producida por un sensor en la dirección 2000 si es alta, el programa salta a una rutina que empieza en la dirección 3000; si es baja, el programa continúa.

Capítulo diecinueve

Lenguaje C

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Comprender las principales características de los programas en lenguaje C.
- Utilizar C para la escritura de programas sencillos para microcontroladores.

19.1

¿Por qué el lenguaje C?

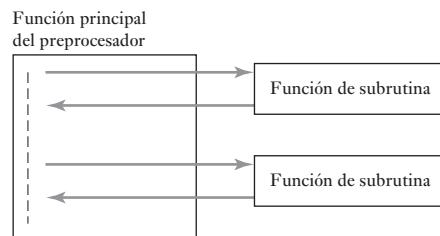
Este capítulo intenta dar una introducción al lenguaje C y la escritura de programas. C es un lenguaje de alto nivel que a menudo se utiliza en vez del lenguaje ensamblador (vea el Capítulo 18) para programar microprocesadores. Cuando se compara con el lenguaje ensamblador, tiene la ventaja de ser más fácil de manejar y que un mismo programa se puede usar con microprocesadores diferentes; para ello, basta usar el compilador apropiado para traducir el programa C al código de máquina del microprocesador involucrado. El lenguaje ensamblador varía dependiendo del tipo de microprocesador mientras que C es un lenguaje estandarizado por el ANSI (American National Standards Institute).

19.2

Estructura de un programa

La Figura 19.1 da un panorama de los principales elementos de un programa en C. Existe un comando de preprocesado que invoca un archivo estándar, seguido de la función principal. Dentro de ésta hay otras funciones que se conocen como subrutinas. Cada función contiene cierta cantidad de instrucciones.

Figura 19.1 Estructura de un programa C.



19.2.1 Características principales

Las siguientes son las características clave de los programas escritos en lenguaje C. Observe que en los programas en C el compilador ignora los espacios y los cambios de línea y sólo se usan para comodidad del programador, ya que facilitan la lectura del programa.

1. Palabras clave

En el lenguaje C ciertas palabras se reservan como palabras clave (*keywords*) con significado específico. Por ejemplo, *int* se utiliza para indicar que se está trabajando con valores enteros; *if* se utiliza cuando un programa puede cambiar de dirección de ejecución, dependiendo de si una decisión es verdadera o falsa. C requiere que todas las palabras claves se escriban con minúsculas. Estas palabras no se pueden usar para otra cosa. Las siguientes son las palabras clave estándar (de ANSI) en C:

auto	double	int	struct
break	else	long	switch
case	enum	register	typedef
char	extern	return	union
const	float	short	unsigned
continue	for	signed	void
default	goto	sizeof	volatile
do	if	static	while

2. Instrucciones

Las instrucciones son los elementos que componen un programa; cada instrucción termina con un punto y coma. Las instrucciones pueden agruparse en bloques poniéndolas entre llaves, { }. Por ejemplo, un grupo de dos instrucciones sería el siguiente:

```
{
    instrucción 1;
    instrucción 2;
}
```

3. Funciones

El término función se utiliza para designar un bloque autónomo de código de programa que realiza un conjunto de acciones y tiene un nombre para referirse a ella (semejante a las subrutinas de los programas en lenguaje ensamblador). Una función se escribe como un nombre seguido de paréntesis, esto es, nombre(). Los paréntesis pueden encerrar argumentos; el argumento de una función es un valor que se transfiere a la función cuando se invoca. Para ejecutar una función, se invoca por su nombre como una instrucción del programa. Por ejemplo, tal vez se tenga la instrucción

```
printf("Mechatronics");
```

Significa que la palabra Mechatronics se transfiere a la función printf(), una función preescrita que se invoca por el comando del preprocesador y, como resultado, la palabra se despliega en la pantalla. Para indicar que los caracteres forman una cadena como la palabra Mechatronics, se ponen entre comillas.

4. Retorno

Una función puede regresar un valor a la rutina de invocación. Al frente del nombre de la función aparece el **tipo de retorno**, el cual especifica el tipo del valor que debe regresarse a la función que invoca una vez concluida la ejecución. Por ejemplo, int main() se utiliza para indicar que la función main regresa un valor entero. Algunas veces la función no devuelve ningún valor, en estos casos el retorno se especifica como void (vacío); por ejemplo, void main(void). Con frecuencia, el archivo de encabezados contiene esta información del retorno y no tendrá que especificarse cuando hay funciones definidas en el archivo de encabezados.

Para regresar un valor desde una función hasta el punto donde se invocó, se utiliza la palabra clave *return*; por ejemplo, para regresar el contenido de result, se escribe:

```
return result;
```

En general, la instrucción *return* finaliza una función.

5. Funciones de bibliotecas estándar

Los paquetes de lenguaje C cuentan con bibliotecas que contienen gran cantidad de funciones predefinidas en código C ya escritas y que ahorran al usuario el tiempo y esfuerzo de escribirlas. Estas funciones se pueden invocar por su nombre. Para utilizar el contenido de una biblioteca dada, se debe especificar en la cabecera del programa. Ejemplos de estas bibliotecas son:

- math.h para funciones matemáticas
- stdio.h para funciones de entrada y salida
- time.h para funciones de tiempo y fecha

Por ejemplo, la función printf() es una función que se puede llamar desde la biblioteca stdio.h y sirve para enviar los resultados a la pantalla del monitor. Otra función es scanf() que puede usarse para leer datos del teclado.

6. Preprocesado

El **preprocesado** es un programa que se identifica por **comandos de preprocesado**, y que se ejecuta antes de la compilación. Estos comandos se distinguen por el signo # en el principio de la línea. Por ejemplo:

```
# include < >
```

para incluir el archivo que se especifica entre los paréntesis angulares, < >. Cuando se llega a este comando, el archivo especificado se inserta en el programa. Es frecuente emplear este comando para agregar el contenido de los programas de encabezado estándar, los cuales cuentan con diversas declaraciones y definiciones para permitir el uso de las funciones de las bibliotecas estándar. La línea sería

```
# include <stdio.h>
```

Como ejemplo, considere el programa sencillo

```
# include <stdio.h>
main()
{
    printf("Mechatronics");
}
```

Antes de iniciar el programa principal se agrega el archivo stdio.h. Así, cuando el programa principal empieza ya es posible emplear la función printf(), que produce la palabra Mechatronics desplegada en la pantalla.

Otro tipo de comando de preprocessado es:

```
# define pi 3.14
```

que sirve para definir valores que se insertan siempre que se encuentre cierto símbolo en el programa. Por ejemplo, siempre que se encuentre pi, se utilizará el valor 3.14.

```
# define square(x) (x)*(x)
```

sustituirá el término square(x) en el programa por (x)*(x).

7. Función main

Todo programa escrito en C tiene una función denominada *main()*. Esta función controla la ejecución del programa y es la primera función invocada. La ejecución empieza con su primera instrucción. Otras funciones pueden ser invocadas en las instrucciones, cada una se ejecuta y el control regresa a la función principal. La instrucción

```
void main(void)
```

indica que ningún resultado regresará al programa principal y que no hay argumento. Por convención, cuando *main()* regresa un valor de 0 indica la terminación normal del programa; es decir

```
return 0;
```

8. Comentarios

Para incluir comentarios se usan /* y */. Por ejemplo:

```
/* Sigue el programa principal */
```

El compilador ignora los comentarios y sólo se usan para facilitar al programador la comprensión de un programa. Los comentarios pueden ocupar más de una línea, por ejemplo.

```
/* Un ejemplo de un programa usado para
   ilustrar la programación */
```

9. Variables

Una **variable** es una localidad de memoria a la cual se ha asignado un nombre que puede guardar varios valores. Las variables en las que se guardan caracteres se especifican mediante la palabra clave *char*; dicha variable tiene una longitud de 8 bits y en general se usa para guardar un solo carácter. Los enteros con signo, es decir, números sin parte fraccionaria y con signo positivo o negativo, se especifican con la palabra clave *int*. La palabra clave *float* se usa para números de punto flotante, números con parte fraccionaria. La palabra clave *double* también se utiliza para números de punto flotante, pero proporciona el doble de dígitos significativos que

float. Para declarar una variable antes del nombre se inserta el tipo, por ejemplo:

```
int contador;
```

Esta expresión declara que la variable “contador” es de tipo entero. Otro ejemplo sería

```
float x, y;
```

Esto indica que las variables *x* y *y* son números de punto flotante.

10. Asignaciones

Una instrucción de asignación es aquella donde la variable que aparece a la izquierda del signo = toma el valor de la expresión que aparece a la derecha. Por ejemplo, *a* = 2 asigna el valor 2 a la variable *a*.

11. Operadores aritméticos

Los operadores aritméticos que se usan son: suma +, resta -, multiplicación *, división /, módulo %, incremento ++ y decremento --. El operador de incremento aumenta el valor de una variable en 1; el operador de decremento lo disminuye en 1. Las reglas aritméticas funcionan igual para estas operaciones. Por ejemplo, $2*4 + 6/2$ es 11. El siguiente es un ejemplo de un programa que utiliza operadores aritméticos:

```
/* programa para calcular el área de un círculo */

#include <stdio.h> /*identifica la biblioteca*/

int radio, area /*variables radio y área son enteros*/

int main(void) /*inicia programa main, int indica
que un valor entero regresa, void indica que
main( ) no tiene parámetros*/
{
    printf("Ingresa radio:"); /*"Ingresa radio" en la pantalla*/
    scanf("%d", &radio); /*Lee un entero del
teclado y lo asigna a la variable radio*/
    area = 3.14 * radio * radio; /*Calcula el área*/
    printf("\nArea = %d", area); /*En una nueva línea
imprime Area = y el valor numérico del área*/
    return 0; /*regresa al punto de llamado*/
}
```

12. Operadores de relación

Los operadores de relación se usan para comparar expresiones mediante preguntas como: “¿Es *x* igual a *y*?” o “¿Es *x* mayor que 10?”. Los operadores de relación son: es igual que ==, no es igual que !=, es menor que <, es menor o igual que <=, es mayor que >, es mayor o igual que >=. Observe que == se utiliza cuando se pregunta si dos variables son iguales, y = se usa para las asignaciones, es decir, cuando se afirma que ambas variables son la misma. Por ejemplo, la representación de la pregunta “¿Es *a* igual que 2?” sería (*a* == 2).

13. Operadores lógicos

Los operadores lógicos son:

Operador	Símbolo
AND	&&
OR	
NOT	!

Observe que en C el resultado es igual a 1 si es verdadero y 0 si es falso.

14. Operaciones sobre bits

Los operadores sobre bits manejan sus operandos como una serie de bits individuales, en lugar de un valor numérico; se comparan los bits de cada operando y sólo trabaja con variables enteras. Los operadores son:

Operación sobre bits	Símbolo
AND	&
OR	
OR -EXCLUSIVA	^
NOT	~
Corrimiento a la derecha	>>
Corrimiento a la izquierda	<<

La siguiente instrucción es un ejemplo:

```
portA = portA | 0x0c;
```

El prefijo 0x indica que el 0c es un valor hexadecimal, donde 0000 1100 está en binario. El valor del puerto A al cual se aplica la operación OR es un número binario que fuerza los bits 2 y 3; todos los demás bits permanecen sin cambio.

```
portA = portA ^ 1;
```

La instrucción causa que todos los bits, excepto el bit 1 del puerto A, queden sin cambio. Si el bit 0 en el puerto A, es 1, XOR lo cambiará a 0, y si es 0 lo cambiará a 1.

15. Cadena o secuencia

La serie de caracteres comprendida dentro de comillas, `` ``, se conoce como cadena de secuencia. Como su nombre lo indica, estos caracteres se manejan como una entidad vinculada. Por ejemplo,

```
printf("Sum = %d", x)
```

El argumento que está dentro de () especifica qué se transfiere a la función printf. Hay dos argumentos separados con una coma. El primero es la cadena de secuencia entre comillas y especifica cómo se debe presentar

la salida, el %d especifica que la variable se desplegará como entero decimal. Otros especificadores de formato son:

%c	carácter
%d	entero decimal con signo
%e	notación científica
%f	número en punto flotante
%o	octal sin signo
%s	cadena de caracteres
%u	entero decimal sin signo
%x	hexadecimal sin signo
%%	imprime el signo %

El argumento x especifica el valor que se desplegará.

Como otro ejemplo, la instrucción:

```
scanf("%d", &x);
```

lee del teclado un número entero decimal y lo asigna a la variable entera x. El símbolo & que antecede a x es el operador ‘dirección de’. Cuando se pone antes del nombre de una variable, ésta devuelve la dirección de dicha variable. El comando permite leer datos y guardarlos usando la dirección dada.

16. Secuencias de escape

Las secuencias de escape son caracteres que ‘escapan’ de la interpretación estándar de los caracteres y se usan para controlar la ubicación de la salida en pantalla moviendo el cursor, o indicando un procedimiento especial. Por ejemplo,

```
printf("\nSum = %d", d)
```

el término \n indica que cada vez que aparezcan datos en la pantalla se debe usar una nueva línea. Las secuencias de escape utilizadas con más frecuencia son:

\a	emite una señal sonora (alarma)
\b	retroceso
\n	línea nueva
\t	tabulador horizontal
\\\	diagonal invertida
\?	signo de interrogación
\'	apóstrofo

19.2.2 Ejemplo de un programa en C

Un ejemplo de un programa sencillo para mostrar el uso de algunos de los términos anteriores es:

```
/*A simple program in C*/
```

```
# include <stdio.h>
void main(void)
{
```

```

int a, b, c, d; /*a, b, c y d son enteros*/
a = 4; /*a se le asigna el valor 4*/
b = 3; /*b se le asigna el valor 3*/
c = 5; /*c se le asigna el valor 5*/
d = a * b * c; /*d se le asigna el valor de a * b * c*/
printf("a * b * c = %d\n", d);
}

```

La instrucción `int a, b, c, d;` declara las variables a, b, c y d como de tipo entero. Las instrucciones `a = 4`, `b = 3`, `c = 5` asignan valores iniciales a las variables; el signo `=` indica asignación. La instrucción `d = a * b * c` indica que se debe multiplicar a por b, esto por c y guardar el resultado en d. La parte `printf` en la instrucción `printf("a * b * c = %d\n", d)` es la función para desplegar en el monitor. El argumento contiene `%d`, lo cual indica que se debe convertir a un valor decimal para desplegarlo. Es decir, imprime `a * b * c = 60`. El carácter `\n` al final de la cadena indica que en ese punto hay que insertar una nueva línea.

19.3 Control de flujo y ciclos

Las instrucciones que permiten el control de flujo y la realización de ciclos en los programas son `if` (si), `if/else` (si/de otra manera), `for` (para), `while` (mientras) y `switch` (comutar).

1. If

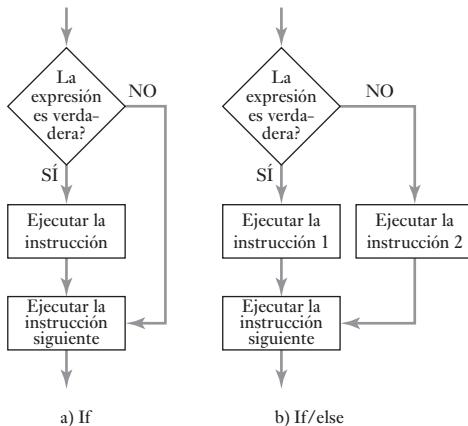
La instrucción `if` produce una ramificación (Figura 19.2a)). Por ejemplo, si una expresión es verdadera, se ejecuta la instrucción; si no lo es, no se ejecuta y el programa continúa con la siguiente instrucción. La instrucción podría ser de la forma:

```

if (condition 1 == condition 2);
    printf ("\nCondition is OK.");

```

Figura 19.2 a), If, b) if/else.



Un ejemplo de un programa en el que se utiliza la instrucción `if` es:

```

#include <studio.h>

int x, y;
main( )

```

```
{
    printf("\nIngresa el valor entero para x: ");
    scanf("%d", &x);
    printf("\nIngresa el valor entero para y: ");
    scanf("%d", &y);
    if( x == y)
        printf("x es igual que y");
    if(x > y)
        printf("x es mayor que y");
    if(x < y)
        printf("x es menor que y");
    return 0;
}
```

En la pantalla aparece Ingresa el valor entero para x: y entonces debe introducirse un valor en el teclado. La pantalla muestra Ingresa el valor entero para y: y debe introducirse un valor. La secuencia if determina si los valores introducidos son iguales, o cuál es mayor que otro y despliega el resultado en la pantalla.

2. *If/else*

La instrucción *if* se combina con la instrucción *else*. Si el resultado es sí se ejecuta una instrucción; si es no, se ejecuta otra instrucción (Figura 19.2b)). Por ejemplo:

```
#include <studio.h>

main( )
{
    int temp;
    if(temp > 50)
        printf("Precaución");
    else
        printf("El sistema está bien");
}
```

3. *For*

El término *ciclo* (loop) se usa para la ejecución de una secuencia de instrucciones hasta que una condición determinada resulta verdadera o falsa. La Figura 19.3a) ilustra esto. Una manera de escribir instrucciones para un ciclo es usar la función *for*. La forma general de esta instrucción es

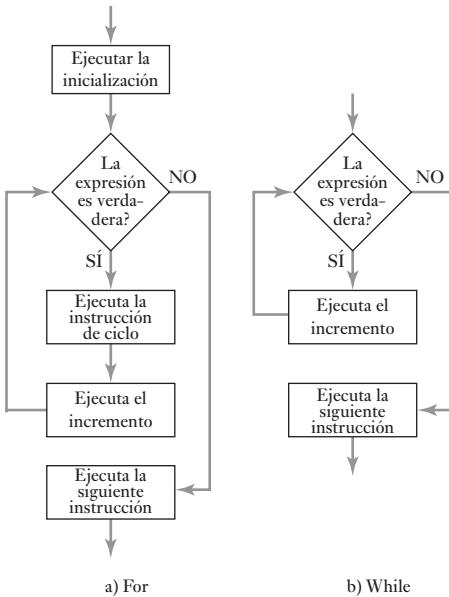
```
for(expresión inicial; expresión prueba; expresión incremento)
    instrucción de ciclo;
```

Un ejemplo de cómo se usa es

```
#include <studio.h>

int contador

main( )
{
    for(contador = 0; contador < 7; contador++)
        printf("\n%d", contador);
}
```

Figura 19.3 a) For, b) while.

El valor inicial de contador es 0, se incrementa en 1, se hace un ciclo y se repite la instrucción for en tanto que contador sea menor que 7. El resultado en pantalla muestra 0 1 2 3 4 5 6, donde cada número está en una línea separada.

4. While

Con esta instrucción la repetición de un ciclo continúa mientras la expresión sea verdadera (Figura 19.3b)). Cuando la expresión resulta falsa, el programa continúa con la siguiente instrucción después del ciclo. Un ejemplo es el siguiente programa, donde la instrucción *while* se ejecuta mientras que el valor de contador es menor que 7, y despliega los resultados.

```

#include <studio.h>

int contador;
int main( );
{
    contador = 1;
    while(contador < 7)
    {
        printf("\n%d", contador);
        contador++;
    }
    return 0;
}

```

En pantalla aparece 1 2 3 4 5 6 con cada número en una sola línea.

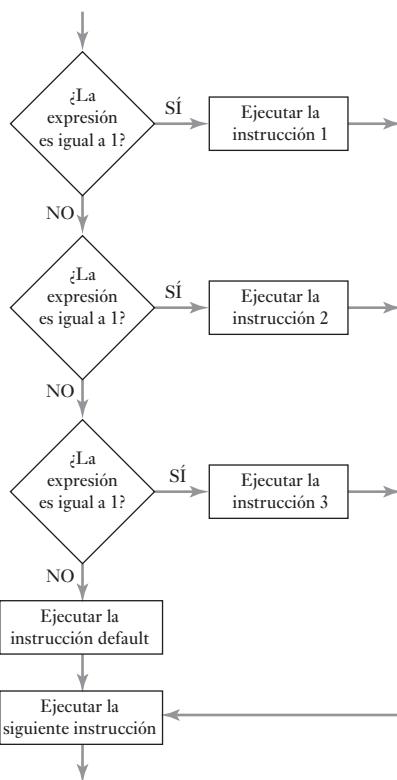
5. Switch

Con esta instrucción se elige entre varias alternativas, la condición a probar aparece entre paréntesis. Las posibles opciones se identifican por etiquetas *case*, las cuales identifican los valores esperados de la condición de prueba.

Por ejemplo, si ocurre case 1 se ejecutaría la instrucción 1; si ocurre case 2, se ejecuta la instrucción 2, y así sucesivamente. Si la expresión no es igual a alguno de los case, entonces, se ejecuta la instrucción default. Después de una instrucción case casi siempre aparece una instrucción break para transferir la ejecución a la instrucción posterior al switch y detener el switch para que no recorra toda la lista de case. La secuencia es la siguiente (Figura 19.4):

```
switch(expression)
{
    case 1;
        instrucción 1;
        break;
    case 2;
        instrucción 2;
        break;
    case 3;
        instrucción 3;
        break;
    default;
        instrucción default;
}
next instrucción
```

Figura 19.4 Switch.



El siguiente es un ejemplo de un programa que reconoce los números 1, 2 y 3 y despliega el que se introdujo con el teclado.

```
#include <stdio.h>

int main ( );
{
    int x;

    printf("Ingrese un número 0, 1, 2 o 3: ");
    scanf("%d", &x);

    switch (x)
    {
        case 1:
            printf("Uno");
            break;
        case 2:
            printf("Dos");
            break;
        case 3:
            printf("Tres");
            break;
        default:
            printf("No fue 1, 2, o 3");
    }
    return 0;
}
```

19.4

Arreglos

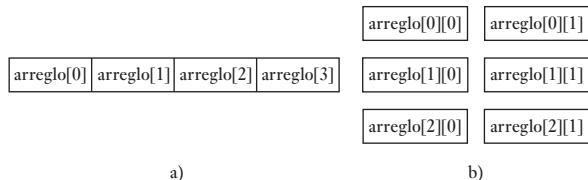
Suponga que se desea registrar la temperatura del mediodía, durante una semana, y después, localizar la temperatura correspondiente a un día en particular. Esto puede realizarse usando un arreglo. Un **arreglo** es una colección de localidades de memoria para almacenar datos, donde cada una tiene el mismo tipo de dato y el mismo nombre de referencia. Para declarar un arreglo con el nombre Temperatura para guardar valores de tipo flotante se especifica la instrucción:

```
float Temperatura[7];
```

El tamaño del arreglo se indica entre corchetes [], justo después del nombre del arreglo. En este caso se usó 7 para los datos de cada día de la semana. Para referirse a los elementos individuales del arreglo se utiliza un valor de un índice. Al primer elemento corresponde el número 0, al segundo el 1 y así sucesivamente, de manera que el último elemento de una secuencia de n elementos es el $n - 1$. La Figura 19.5a muestra la forma de un arreglo secuencial. Para almacenar valores en el arreglo, se puede escribir:

```
temperatura [0] = 22.1;
temperatura [1] = 20.4;
etcétera.
```

Figura 19.5 a) Arreglo secuencial de cuatro elementos, b) arreglo bidimensional.



Si se desea utilizar `scanf()` para introducir un valor en uno de los elementos del arreglo, ponga & delante del nombre del arreglo, por ejemplo,

```
scanf("%d", &temperatura [3]);
```

El siguiente es un ejemplo de un sencillo programa para guardar y desplegar el cuadrado de los números 0, 1, 2, 3 y 4:

```
#include <stdio.h>

int main(void)
{
    int sqrs[5];
    int x;

    for(x = 1; x<5; x++)
        sqrs[x - 1] = x * x;
    for(x = 0; x < 4; x++)
        printf("%d", sqrs[x]);

    return 0;
}
```

Los arreglos pueden tener valores iniciales cuando se les declara por vez primera, por ejemplo,

```
int array[7] = {10, 12, 15, 11, 10, 14, 12};
```

Si se omite el tamaño del arreglo, el compilador creará un arreglo lo suficientemente grande para incluir los valores de inicialización.

```
int array[ ] = {10, 12, 15, 11, 10, 14, 12};
```

Existe la posibilidad de emplear **arreglos multidimensionales**. Por ejemplo, una tabla de datos es un arreglo bidimensional (Figura 19.5b)), donde x representa la fila en tanto que y es la columna, y se escribe como:

```
array[x][y];
```

19.5

Apuntadores

La dirección de una localidad de memoria es única y proporciona los medios para acceder a los datos guardados en una localidad. Un **apuntador** es una variable especial que puede guardar la dirección de otra variable. Si una variable denominada p contiene la dirección de otra variable denominada x, se dice que p **apunta** a x. Si x se encuentra en la dirección 100 de la memoria, p tendría el valor 100. Como el apuntador es una variable, igual que otras variables, debe ser declarada antes de utilizarse. El siguiente es un ejemplo de cómo se declara un apuntador:

```
type *nombre;
```

El * indica que el nombre se refiere a un apuntador. Es frecuente que los nombres para designar apuntadores se escriban con el prefijo p, es decir, pname. Por ejemplo,

```
int *pnumero;
```

Para inicializar un apuntador y darle una dirección a la cual apuntar se utiliza &, que es el operador de dirección, utilizando una instrucción de la forma:

```
pointer = &variable;
```

El siguiente programa corto ilustra lo anterior:

```
#include <stdio.h>

int main(void)
{
    int *p, x;
    x = 12;
    p = &x; /*asigna a p la dirección de x*/
    printf("%d", *p); /*muestra el valor de x usando pointer*/
    return 0;
}
```

El programa despliega el número 12 en la pantalla. El acceso al contenido de una variable usando un apuntador, como en el caso anterior, se conoce como **acceso indirecto**. El proceso de acceder a los datos de una variable direccional mediante un apuntador se conoce como **referenciación** del apuntador.

19.5.1 Aritmética de los apuntadores

Las variables de apuntador pueden tener los operadores aritméticos +, -, ++ y --. El incremento o decremento de un apuntador da como resultado que apunta al elemento siguiente o al anterior de un arreglo. Entonces, para incrementar un apuntador al siguiente elemento de un arreglo se puede utilizar

```
pa++; /*usando el operador incrementa en 1*/
```

o bien:

```
pa = pa + 1; /*sumando 1*/
```

19.5.2 Apuntadores y arreglos

Mediante los apuntadores es posible acceder a elementos individuales en un arreglo. El siguiente programa muestra cómo hacerlo.

```
#include <stdio.h>

int main(void)
{
```

```

int x[5] = {0, 2, 4, 6, 8};
int *p;
p = x; /*asigna a p la dirección de inicio de x*/
printf("%d %d", x[0], x[2]);

return 0;
}

```

La instrucción printf ("%d %d", x[0], x[2]); apunta la dirección dada por x, por lo tanto, se muestran los valores de las dos direcciones [0] y [2], es decir, 0 y 4, cada uno en una línea.

19.6

Desarrollo de programas

Al desarrollar programas la meta es terminar con un conjunto de instrucciones en lenguaje máquina que se pueda usar para operar un sistema microprocesador/microcontrolador. Estas instrucciones forman el **archivo ejecutable**. Con el fin de llegar a este archivo ocurre la siguiente secuencia de eventos:

1. Creación del código fuente

Consiste en escribir la secuencia de instrucciones en lenguaje C que constituirán el programa. Muchos compiladores tienen un editor para introducir el código fuente; de otra manera, se puede recurrir a Notepad de Microsoft Windows. El uso de un procesador de textos puede presentar problemas, ya que la información adicional de formato podría impedir la compilación, a menos que se opte por guardar el archivo sin la información de formato.

2. Compilación del código fuente

Una vez escrito el código fuente, la compilación es su traducción en código de máquina. Antes de iniciar el proceso de compilación, se ejecutan los comandos del preprocessado. El compilador puede detectar varias formas de error durante la traducción y generar mensajes que indiquen los errores. Algunas veces un solo error produce una secuencia de errores en cascada, todos consecuencia del primer error. En general los errores obligan a regresar a la etapa de edición y reeditar el código fuente. El compilador almacena el código de máquina en otro archivo.

3. Vinculación para crear un archivo ejecutable

Entonces se usa el compilador para vincular, es decir, ligar el código generado con las funciones de biblioteca para obtener un solo archivo ejecutable. El programa se almacena como un archivo ejecutable.

19.6.1 Archivos de encabezado

Los comandos de preprocessado se usan al principio del programa para definir las funciones utilizadas en ese programa; esto se hace para poder referirse a ellas con etiquetas. Sin embargo, para evitar escribir grandes listas de funciones estándar para cada programa, se puede usar una instrucción de preprocessamiento para indicar que se deberá usar un archivo que incluye las funciones estándar relevantes. Todo eso es necesario para indicar cuál archivo de funciones estándar deberá usar el compilador, este archivo es un **encabezado** puesto que aparece como cabecera del programa. Por ejemplo, <stdio.h> contiene funciones de entrada y salida estándar como get (obtener, entradas, es decir, lee información de un dispositivo), put (poner, salidas, es decir, escribe in-

formación en un dispositivo) y `scanf` (leer datos); `<math.h>` contiene funciones matemáticas como `cos`, `sen`, `tan`, `exp` (exponencial) y `sqrt` (raíz cuadrada).

Los archivos de encabezado también están dispuestos para definir los registros y puertos de los microcontroladores y ahorrar al programador tener que definir cada registro y cada puerto escribiendo líneas de preprocesamiento para cada uno. Entonces, para el microcontrolador 8051 de Intel se podría tener el encabezado `<reg.51.h>`, éste define todos los registros, por ejemplo, los puertos P0, P1, P2 y P3, bits individuales en registros direccionables por bits como TF1, TR1, TF0, TR0, IE1, IT1, IE0 e IT0 en el registro TCON. Así, se pueden escribir instrucciones refiriéndose a las entradas y salidas del puerto 0 usando etiquetas P0 o TF1 para el bit TF1 en el registro TCON. De manera similar, el encabezado `<hc11e9.h>` define los registros para un MC68HC11E9 de Motorola, por ejemplo, PORTA, PORTB, PORTC y PORTD, y los bits individuales de los registros direccionables por bits, por ejemplo, STAF, STAI, CWOM, HNDS, OIN, PLS, EGA e INVb en el registro PIOC. Así, se pueden escribir instrucciones refiriéndose a las entradas y salidas del puerto A usando simplemente la etiqueta PORTA. Las bibliotecas pueden también proveer rutinas para ayudar en el uso de dispositivos periféricos de hardware como teclados y pantallas de cristal líquido.

El programa principal escrito quizás para un microcontrolador específico podrá, como resultado del cambio del archivo de encabezado, adaptarse con facilidad para correr en cualquier microcontrolador. Las bibliotecas hacen posible que los programas en C sean transportables.

19.7

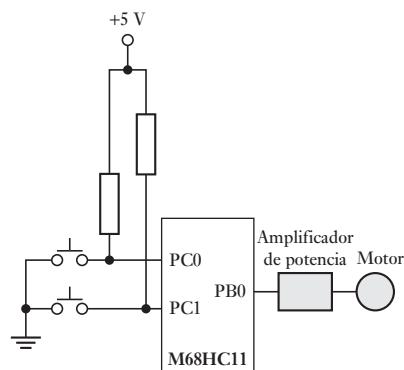
Ejemplos de programas

Los siguientes son ejemplos de programas escritos en C para sistemas basados en microcontroladores.

19.7.1 Encendido y apagado de un motor

Suponga que desea programar el microcontrolador M68HC11 para arrancar y detener un motor de c.d. El puerto C se usa para las entradas y el B para la salida al motor, pasando por el respectivo amplificador de potencia o driver (Figura 19.6). El botón de arranque está conectado a PC0; al accionarlo, la entrada cambia de 1 a 0 cuando arranca el motor. El botón de paro está conectado a PC1 para cambiar la entrada de 1 a 0 cuando se detenga el motor. El registro de direcciones de datos del puerto C, DDRC, se establece como 0 y el puerto C queda definido para recibir entradas.

Figura 19.6 Control de un motor.



El programa correspondiente sería:

```
#include <hc11e9.h> /*incluye el archivo de encabezado*/  
  
void main(void)  
{  
    PORTB.PB0 &=0; /*al inicio asegura que el motor está apagado*/  
    DDRC = 0; /*prepara puerto C para entrada*/  
    while (1) /*repite mientras se mantiene la condición*/  
    {  
        if (PORTC.PC0 == 0) /*¿se oprimió el botón de arranque?*/  
            PORTB.PB0 |=1; /*salida de arranque si se oprimió*/  
        else if(PORTC.PC1 == 0) /*¿se oprimió el botón paro?*/  
            PORTB.PB0 &=0; /*salida de paro si se oprimió*/  
    }  
}
```

Observe que | es el operador OR y ajusta un bit del resultado a 0 sólo si los bits correspondientes de ambos operandos son 0; de no ser así, se define como 1. Se usa para activar o definir uno o varios bits iguales a un valor. Por ejemplo, en el Puerto B.PB0 |=1, al 1 se aplica el operador OR tomando el valor que está en PB0 y se enciende el motor. Ésta es una manera práctica de conmutar en forma simultánea varios bits de un puerto. El & de PORTB.PB0 & = 0 se usa para aplicar el operador AND al bit PB0 con 0, y puesto que PB0 ya es 1, asigna a PORTB.PB0 el valor de 0.

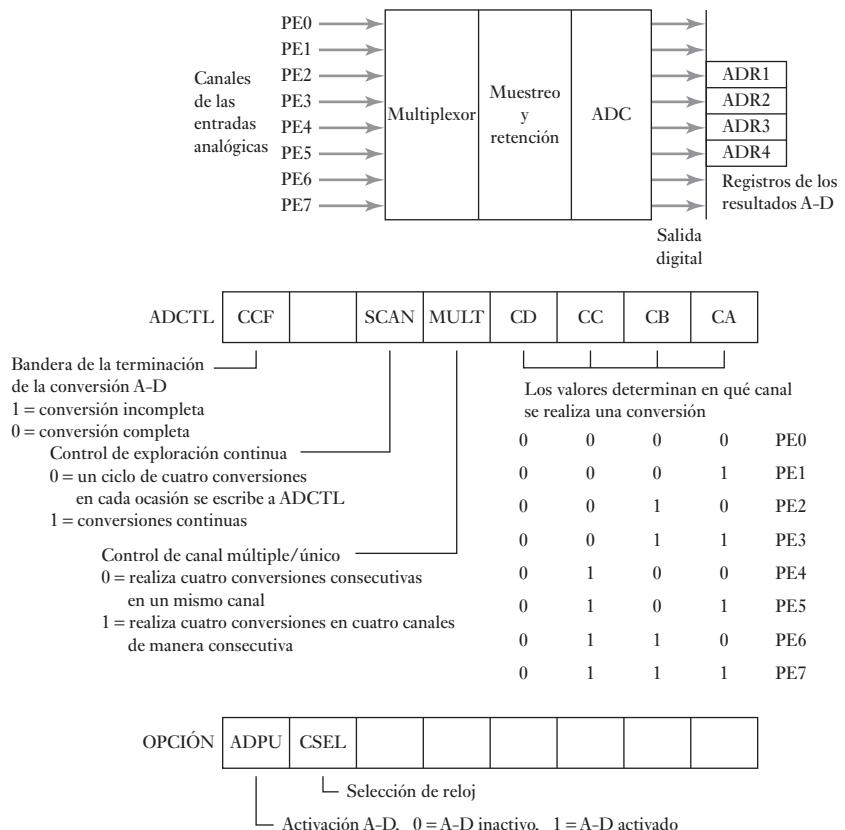
19.7.2 Lectura de un canal del ADC

Suponga que desea programar un microcontrolador (M68HC11) de manera que sólo lea uno de los canales del ADC. El M68HC11 contiene un ADC de aproximaciones sucesivas de 8 bits y ocho canales multiplexados, a través del puerto E (Figura 19.7). En el registro de control/estado del ADC, ADCTL, se encuentra el indicador de fin de conversión CCF en el bit 7 y otros bits que sirven para controlar al multiplexor y la exploración de canales. Si CCF = 0, la conversión no ha finalizado; cuando es 1 ya finalizó. La conversión analógica a digital se inicia escribiendo un 1 en el bit DPU del registro OPTION. Sin embargo, es necesario que el ADC haya estado encendido por lo menos 100 μ s antes de leer un valor.

Para convertir la entrada analógica a PE0, hay que definir igual a 0 los primeros cuatro bits del registro ADCTL, es decir, CA, CB, CC y C.D. Si sólo se convierte un canal, el bit SCAN 5 se define igual a 0 y el bit MULT 4 igual a 0. Un programa para leer un canal en particular debe contener lo siguiente: después de encender el ADC, todos los bits del registro ADCTL se cambian a 0, se pone el número del canal y se lee la entrada cuando CCF es 0.

El programa sería el siguiente:

```
#include <hc11e9.h> /*incluye el archivo de encabezado*/  
  
void main(void)  
{  
    unsigned int k; /*da el número del canal*/  
  
    OPTION=0; /*esta línea y las siguientes encienden el ADC*/  
    OPTION.ADPU=1;
```

Figura 19.7 Convertidor ADC.

```

ADCTL &= ~0x7; /*borra los bits*/
ADCTL |= k; /*da el número del canal a leer*/
while (ADCTL.CCF==0);
return ADR1; /*regresa el valor convertido a la dirección*/
}

```

Observe que \sim es el operador complemento y su tarea es invertir los bits de su operando, es decir, todos los 0 cambian a 1 y viceversa. Se define el bit 7. | es el operador OR y en el resultado define un bit como 0 sólo si los bits correspondientes de ambos operandos son 0; de no ser así, define el resultado como 1. Se utiliza para activar o definir uno o varios bits en un valor. En este caso, con $k = 1$, sólo se define CA igual a 1. Para asegurar que después del encendido el valor no se lea demasiado rápido, se añade una subrutina de retraso.

Resumen

El lenguaje C es de alto nivel que tiene ventajas cuando se le compara con el lenguaje ensamblador, su uso es más sencillo y se pueden utilizar diferentes microprocesadores con el mismo programa; todo lo que se necesita para esto es que se utilice un compilador apropiado que traduzca el programa C a un lenguaje de máquina que tenga relevancia con el microprocesador. El lenguaje

ensamblador es diferente para los diferentes microprocesadores, en tanto que el lenguaje C está estandarizado.

Los paquetes C están provistos de bibliotecas que cuentan con una gran cantidad de funciones predeterminadas con el código C ya escrito. Para utilizar el contenido de cualquier biblioteca en particular, ésta debe especificarse en un archivo de encabezado. Cada programa C debe tener una función denominada `main()`, la cual ejerce control cuando se ejecuta el programa y es la primera función a la que se invoca. Un programa consta de instrucciones, cada una definida con punto y coma. Si se ponen las instrucciones entre llaves, `{ }`, se pueden agrupar en bloques.

Problemas

- 19.1 Las siguientes preguntas se refieren a los componentes de un programa.
a) Señale qué indica el término `int` en la siguiente instrucción:

`int counter;`

- b) Señale qué indica la siguiente instrucción:

`num = 10`

- c) Señale cuál sería el resultado de la siguiente instrucción:

`printf("Name");`

- d) Indique cuál sería el resultado de la siguiente instrucción:

`printf("Number %d", 12);`

- e) Señale cuál sería el resultado de lo siguiente:

`#include <stdio.h>`

- 19.2 Para el siguiente programa indique las razones por las que se incluye la línea
a) `#include <stdio.h>`, b) las llaves `{ }`, c) `/d` y d) ¿qué aparece en la pantalla cuando se ejecuta el programa?

`#include <stdio.h>`

```
main()
{
    printf(/d"problema 3");
}
```

- 19.3 ¿Qué se desplegará en la pantalla al ejecutar el siguiente programa?

`#include <stdio.h>`

```
int main(void);
{
```

```
int num;  
num = 20;  
  
printf("El número es %d", num);  
return 0;  
}
```

- 19.4 Escriba un programa para calcular el área de un rectángulo cuando se dan en la pantalla su longitud y ancho. La respuesta se despliega precedida de las palabras 'El área es'.
- 19.5 Escriba un programa que despliegue los números del 1 al 15, cada uno en una línea.
- 19.6 Explique las razones de las instrucciones del siguiente programa para dividir dos números.

```
#include <stdio.h>  
  
int main(void);  
{  
    int num1, num2;  
  
    printf("Teclee el primer número:");  
    scanf("%d", &num1);  
  
    printf("Teclee el segundo número: ");  
    scanf("%d", &num2);  
  
    if(num2 == 0)  
        printf("No se puede dividir entre cero")  
    else  
        printf("El resultado es: %d", num1/num2);  
  
    return 0;  
}
```

Capítulo veinte

Sistemas de entrada/salida

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

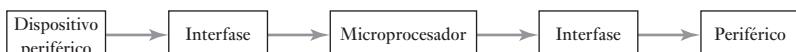
- Identificar los requerimientos de interfaz y cómo se pueden verificar: buffers, handshaking (reconocimiento), poleo e interfaz serial.
- Explicar cómo se utilizan las interrupciones con microcontroladores.
- Explicar la función de los adaptadores de interfaz periférica y ser capaz de programarlos para situaciones particulares.
- Explicar la función de los adaptadores de interfaz de comunicación asíncrona.

20.1

Interfaces

Cuando un microprocesador controla un sistema, debe recibir información de entrada, responder a ésta y producir señales de salida para realizar la acción de control requerida. Entonces puede haber señales de entrada desde sensores y señales de salida a dispositivos externos como relevadores y motores. El término **periférico** designa un dispositivo, que puede ser un sensor, un teclado, un actuador, etc., el cual se conecta con un microprocesador. Por lo general, no es posible conectar en forma directa un dispositivo periférico a un microprocesador por la falta de compatibilidad en la forma y nivel de sus señales; para lograr la compatibilidad necesaria se recurre a un circuito, que se conoce como **interfaz**, que permite el acoplamiento entre los dispositivos periféricos y el microprocesador. La Figura 20.1 ilustra esta configuración. La interfaz es la parte donde se elimina la incompatibilidad.

Figura 20.1 Las interfaces.



Este capítulo estudia los requerimientos de estas interfaces y del adaptador de interfaz para dispositivo periférico MC6820 de Motorola y del adaptador de interfaz para comunicaciones asíncronas MC6850 también de Motorola.

20.2

Direccio-namiento entrada/salida

Existen dos formas en que el microprocesador puede seleccionar los dispositivos de entrada/salida. Algunos microprocesadores, por ejemplo, el Zilog Z80, tiene **entradas y salidas aisladas**, e instrucciones de entrada especiales como IN que se utiliza para leer desde un dispositivo de entrada, e instruccio-

nes especiales de salida como OUT que se utiliza para escribir en los dispositivos de salida. Por ejemplo, con el Z80 se tendría:

IN A,(B2)

para leer el dispositivo de entrada B2 y poner el dato en el acumulador A. Una instrucción de salida sería:

OUT (C), A

para escribir el dato del acumulador A en el puerto C.

Es común que los microprocesadores no tengan instrucciones por separado para la entrada y la salida, sino que usen las mismas instrucciones para escritura en memoria y lectura de memoria. A esto se denomina **entrada/salida de memoria mapeada**. Con este método, cada dispositivo de entrada/salida tiene una dirección, justo como una localidad de memoria. Los microcontroladores 68HC11 de Motorola, 8051 de Intel y los PIC no tienen las instrucciones de entrada/salida por separado y utilizan el mapeo de memoria. De esta forma, con el mapeo de memoria se usaría:

LDAA \$1003

para leer el dato de entrada en la dirección \$1003 y:

STAA \$1004

para escribir el dato de salida en la dirección \$1004.

Los microprocesadores ingresan y extraen bits de datos a través de puertos paralelos. Muchos dispositivos periféricos requieren varios puertos de entrada/salida; debido a que la palabra de datos del periférico es más larga que la de la CPU. La CPU debe transferir los datos por segmentos. Por ejemplo, si se necesita una salida de 16 bits con una CPU de 8 bits, el procedimiento es:

1. La CPU prepara los ocho bits más significativos de los datos.
2. La CPU envía al primer puerto los ocho bits más significativos de los datos.
3. La CPU prepara los ocho bits menos significativos de los datos.
4. La CPU envía al segundo puerto los ocho bits menos significativos de los datos.
5. Así, después de cierto retardo, los 16 bits llegan al dispositivo periférico.

20.2.1 Registros de entrada/salida

El microcontrolador 68HC11 de Motorola tiene cinco puertos A, B, C, D y E (sección 17.3.1). Los puertos A, C y D son bidireccionales y se pueden usar para entrada o para salida. El puerto B es sólo de salida y el E es sólo de entrada. Usar un puerto bidireccional ya sea de entrada o de salida depende del estado de un bit en su registro de control. Por ejemplo, el puerto A en la dirección \$1000 se controla mediante el acumulador de pulso del registro de control PACTL en la dirección \$1026. Para hacer que el puerto A se use como entrada se requiere que el bit 7 sea 0; para que se use como salida se requiere que el bit 7 sea 1 (Figura 17.12) El puerto C es bidireccional y los ocho bits en su registro en la dirección \$1003 están controlados por los bits correspondientes en su registro de dirección de datos del puerto en la dirección \$1007. Cuando el bit de dirección de datos correspondiente se hace 0, se tiene un puerto de entrada y cuando se hace 1 es de salida. El puerto D es bidireccional y contiene sólo seis líneas de entrada/salida en la dirección \$1008. Están controlados por el registro de dirección del puerto en la dirección \$1009. La dirección de cada línea se

controla con el bit correspondiente en el registro de control, éste es 0 para una entrada y es 1 para una salida. Algunos de los puertos también se pueden configurar para realizar otras funciones fijando otros bits en el registro de control.

Para un puerto de dirección fija, por ejemplo, el puerto B del 68HC11 de Motorola es sólo un puerto de salida, las instrucciones para enviar al exterior algún valor, como \$FF, son sencillamente aquellas que se necesitan para cargar el dato a esa dirección. La instrucción sería:

```
REGBAS EQU $1000 ; dirección base para los registros de E/S
PORTB EQU $04 ; incremento de PORTB a partir de REGBAS
      LDX #REGBAS ; cargar el registro de índices X
      LDAA #$FF ; cargar $FF en el acumulador
      STAA PORTB,X ; almacenar el valor en la dirección PORTB
```

Para el puerto E de dirección fija, el cual es únicamente de entrada, las instrucciones para leer un byte de ahí serían:

```
REGBAS EQU $1000 ; dirección base para los registros de E/S
PORTE EQU $0A ; incremento del PORTE a partir de REGBAS
      LDAA PORTE,X ; cargar el valor en PORTE en el acumulador
```

Para un puerto bidireccional como el puerto C, antes de poder utilizarlo como de entrada se debe configurar para que actúe como entrada. Esto significa hacer todos los bits 0. Así, se tendría:

```
REGBAS EQU $1000 ; dirección base para los registros de E/S
PORTC EQU $03 ; incremento de PORTC a partir de REGBAS
DDRC EQU $07 ; incremento de la dirección del registro
      ; de datos a partir de REGBAS
      CLR DDRC,X ; llenar DDRS con 0
```

Para el microcontrolador 8051 de Intel (vea la sección 17.3.2) existen cuatro puertos de entrada/salida bidireccionales. Cuando el bit de un puerto se va a utilizar como salida, el dato sólo se pone en el bit del registro de funciones especiales correspondiente; cuando se utiliza como entrada se escribe un 1 en cada bit concerniente, de esta manera, se puede escribir FFH para un puerto completo donde se va a escribir. Considere un ejemplo de las instrucciones del 8051 de Intel para encender un LED cuando se presiona un botón. El botón proporciona una entrada al P3.1 y una salida a P3.0; el botón hace que la entrada se vaya a un estado bajo cuando se presiona.

```
SETB P3.1 ; hace que el bit P3.1 se vaya a 1 y la entrada también
LOOP MOV C,P3.1 ; lee el estado del botón y lo almacena en la bandera
      ; de acarreo
      CPL C ; complementa la bandera de acarreo
      MOV P3.0,C ; copia el estado de la bandera de acarreo
      ; a la salida
      SJMP LOOP ; mantiene la secuencia en repetición
```

Con los microcontroladores PIC la dirección de las señales en sus puertos bidireccionales se fijan mediante los registros de dirección TRIS (sección 17.3.3). El registro TRIS se hace 1 para lectura y 0 para escritura. Los registros para el PIC16C73/74 están acomodados en dos bancos y antes de poder seleccionar un registro en particular, se tiene que elegir el banco poniendo el bit 5 en el registro STATUS. Este registro está en ambos bancos, por lo que no se tiene que seleccionar el banco para usar este registro. Los registros TRIS están en el banco 1 y los registros PORT están en el banco 0. De esta manera, para fijar el puerto B como salida primero se debe seleccionar el banco 1 y luego

TRISB hacerlo 0. Luego se puede seleccionar el banco 0 y escribir la salida al PORTB. El banco se selecciona asignando un bit en el registro de STATUS. Las instrucciones para seleccionar el puerto B como salida son:

Output	clrf PORTB ; limpia todos los bits en el puerto B
	bsf STATUS,RP0 ; usa el registro de estado (status) para
	; seleccionar el banco 1
	; haciendo RP0 igual a 1
clrf	TRISB ; limpia los bits de la salida
bcf	STATUS,RP0 ; usa el registro de estado (status) para
	; seleccionar el banco 0
	; el puerto B es ahora una salida que se hizo 0

20.3

Requerimientos de una interfaz

Las siguientes son algunas de las acciones que con frecuencia se requieren de un circuito de interfaz:

1. *Acoplamiento mediante buffer/aislamiento eléctrico*

Es necesario cuando un dispositivo periférico funciona con un voltaje o corriente distintos de los del sistema de buses del microprocesador, o cuando sus referencias de tierra son diferentes. El término **buffer** se refiere a un dispositivo que proporciona aislamiento y amplificación de corriente o voltaje. Por ejemplo, si la salida de un microprocesador se conecta a la base de un transistor, la corriente de base necesaria para commutar el transistor es mayor que la que proporciona el microprocesador, de manera que se utiliza un buffer para amplificar la corriente. Muchas veces también se requiere aislamiento entre el microprocesador y el sistema de alimentación eléctrica.

2. *Control de temporización*

Este control es necesario cuando las velocidades de transferencia de los datos entre el dispositivo periférico y el microprocesador son distintas, por ejemplo, cuando un microprocesador se conecta a un dispositivo periférico más lento. Esto se puede realizar utilizando líneas especiales entre el microprocesador y el dispositivo periférico a fin de controlar la temporización de las transferencias de datos. Estas líneas se conocen como **líneas de reconocimiento (handshake lines)**, y el proceso como **reconocimiento (handshaking)**.

3. *Conversión de código*

Esta conversión es necesaria cuando los códigos que usan los dispositivos periféricos difieren de los que usa el microprocesador. Por ejemplo, un LED requiere un decodificador para convertir la salida BCD del microprocesador en el código necesario para operar los displays de siete segmentos.

4. *Modificación de la cantidad de líneas*

La longitud de palabra en los microprocesadores es fija: 4, 8 o 16 bits. Esto determina la cantidad de líneas en el bus de datos del microprocesador. La cantidad de líneas del equipo periférico puede ser diferente, y quizás requerir una palabra más larga que la del microprocesador.

5. *Transferencia de datos en serie a paralelo y viceversa*

En un microprocesador de 8 bits en general los datos se manipulan 8 bits a la vez. Para transferir de manera simultánea 8 bits a un dispositivo periférico se necesitan ocho rutas de datos. Esta forma de transferencia se llama **transferencia de datos en paralelo**. Sin embargo, no siempre es posible transferir datos de esta forma. Por ejemplo, en la transferencia de datos

de un sistema telefónico público puede haber sólo una ruta de datos, por lo que deben transferirse de manera secuencial, un bit a la vez. Este tipo de transferencia se denomina **transferencia de datos en serie** y es más lenta que la transferencia de datos en paralelo. Si se usa la transferencia de datos en serie, es necesario convertir los datos en serie que entran al microprocesador en datos en paralelo y viceversa, cuando salen de él.

6. Conversión de analógico a digital y viceversa

La señal de salida de los sensores es casi siempre analógica, y para que el microprocesador la pueda recibir es necesario convertirla a digital. La señal de salida de un microprocesador es digital y esto puede requerir una conversión a señal en analógica para operar un actuador. Muchos microcontroladores se han construido en convertidores análogos a digitales, por ejemplo, PIC 16C74/74A (Figura 17.30) y Motorola M68HC11 (Figura 17.10), así puede manejar entradas análogas. Sin embargo, cuando se requieren salidas análogas, la salida del microcontrolador por lo general pasa a través de un convertidor externo análogo digital (como ejemplo vea la sección 20.6.2).

20.3.1 Buffers

Un **buffer** es un dispositivo que se conecta entre dos partes de un sistema para evitar interferencias no deseadas entre las dos partes. Un uso importante de un buffer está en el puerto de entrada del microprocesador para aislar los datos de entrada desde el bus de datos del microprocesador hasta que el microprocesador lo requiera. El buffer de uso más común es un **buffer de tres estados**. El buffer de tres estados está habilitado por una señal de control para proveer salidas lógicas de 0 o 1, cuando no está habilitado tiene una impedancia alta y por lo tanto desconecta los circuitos de manera efectiva. La Figura 20.2 muestra los símbolos para los buffers de tres estados y las condiciones bajo las cuales cada uno está habilitado. La Figura 20.2a) y b) muestra el símbolo para buffers que no cambian la lógica de la entrada y la Figura 20.2c) y d) para los buffers que lo hacen.

Figura 20.2 Buffers: a) ningún cambio lógico, habilitado por 1, b) ningún cambio lógico, habilitado por 0, c) cambio lógico, habilitado por 1, d) cambio lógico, habilitado por 0.

Habilitar	Entrada	Salida
0	0	Alta impedancia
0	1	Alta impedancia
1	0	0
1	1	1

a)

Habilitar	Entrada	Salida
0	0	0
0	1	1
1	0	Alta impedancia
1	1	Alta impedancia

b)

Habilitar	Entrada	Salida
0	0	Alta impedancia
0	1	Alta impedancia
1	0	1
1	1	0

c)

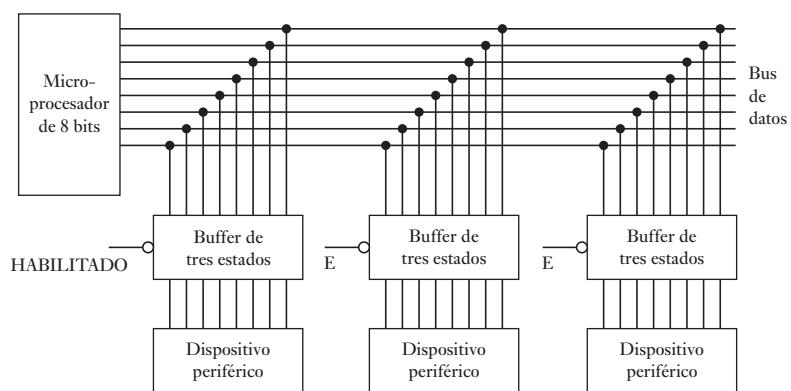
Habilitar	Entrada	Salida
0	0	1
0	1	0
1	0	Alta impedancia
1	1	Alta impedancia

d)

Con microcontroladores PIC (vea la sección 17.3.3), el bit TRIS está conectado a la entrada habilitada de un buffer de tres estados. Si el bit es 0, el buffer de tres estados está habilitado y sencillamente pasa su valor de entrada a su salida, si es 1 el buffer de tres estados está deshabilitado y la salida se vuelve de alta impedancia (como en la Figura 20.2b)).

Estos buffers de tres estados se utilizan cuando una cantidad de dispositivos periféricos tienen que compartir las mismas líneas de datos desde el microprocesador, es decir, están conectados al bus de datos, y así hay una necesidad para que el microprocesador sea capaz para activar sólo uno de los dispositivos cuando los otros se deshabilitan. La Figura 20.3 muestra qué tanto se pueden utilizar los buffers. Estos buffers están disponibles como circuitos integrados, por ejemplo, el 74125 con cuatro buffers no inversores tipo activo bajo y el 74126 con cuatro buffers no inversores tipo activo alto.

Figura 20.3 Buffer de tres estados.



20.3.2 Reconocimiento

A menos que dos dispositivos puedan enviar y recibir datos a la misma velocidad, es necesario un reconocimiento para intercambiar datos. Con el reconocimiento el dispositivo más lento controla la velocidad de transferencia. Para la transferencia de datos en paralelo, la forma de reconocimiento más común es la de **muestreo y reconocimiento**. El dispositivo periférico manda una señal de DATOS LISTOS a la sección de entrada/salida. La CPU entonces determina que esa señal está activa. Luego la CPU lee los datos desde la sección entrada/salida y envía una señal de RECONOCIMIENTO DE ENTRADA al dispositivo periférico. Esta señal indica que se ha completado la transferencia y de esta manera el dispositivo periférico puede enviar más datos. Para una salida, el periférico envía una señal de REQUERIMIENTO DE SALIDA o PERIFÉRICO LISTO a la sección de entrada/salida. La CPU determina que la señal PERIFÉRICO LISTO está activada y envía los datos al dispositivo periférico. La siguiente señal de PERIFÉRICO LISTO se puede utilizar para informar a la CPU que la transferencia se ha completado.

Con el microcontrolador MC68HC11, la operación básica de entrada/salida muestreada consiste en lo siguiente. Para las señales de control de reconocimiento se usan las terminales STRA y STRB (Figura 20.4a)), vea también la Figura 17.10 para el modelo de bloques completo), el puerto C se usa para la entrada muestreada y el puerto B para la salida muestreada. Cuando los datos están listos para que los envíe el microcontrolador, STRA produce un pulso y lo envía al dispositivo periférico. Cuando el microcontrolador recibe un flanco de subida o de bajada en STRB, el puerto de salida relevante del microcontrolador envía los datos al dispositivo periférico. Una vez que los datos están listos

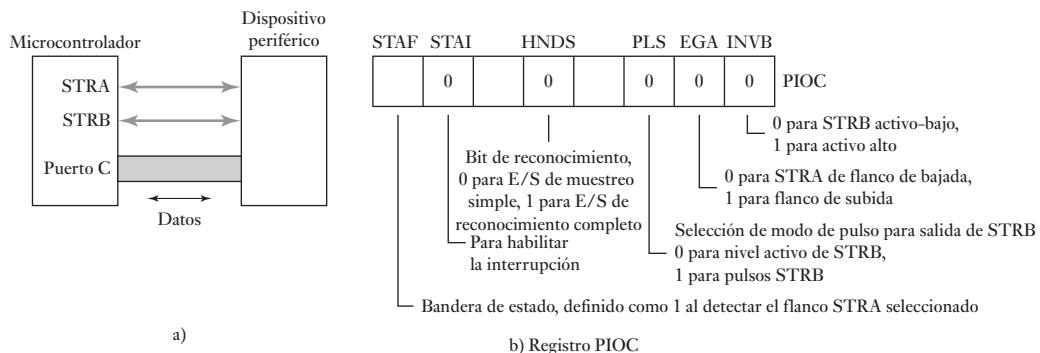
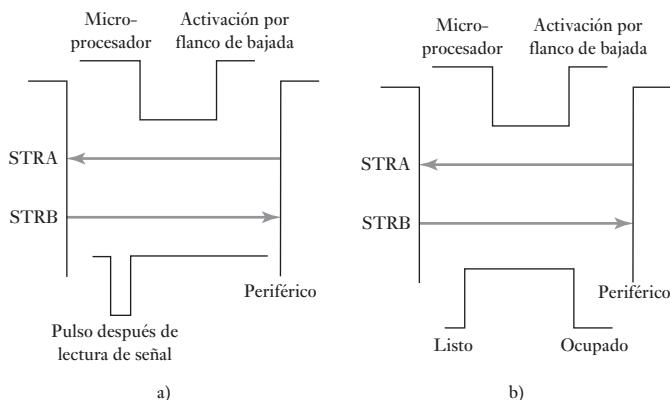


Figura 20.4 Control de reconocimiento: muestreo y reconocimiento.

para enviarlos al microcontrolador, el dispositivo periférico envía una señal a STRA indicando que está listo, y luego un flanco de subida o de bajada en STRB se usa para indicar que está listo para recibir. Antes de que ocurra el reconocimiento, el registro de entrada/salida en paralelo PIOC en la dirección \$1002 debe ser el primero que se configure. La Figura 20.4b) ilustra los estados necesarios para los bits que están en ese registro.

La **entrada/salida con reconocimiento completo** consiste en el envío de dos señales a través de STRB; la primera indica listo para recibir datos y la otra que los datos se leyeron. Esta forma de operación requiere que en el PIOC el bit HNDS sea 1; si PLS se hace 0, se dice que el reconocimiento completo es tipo pulsado y si es igual a 1, que está asegurado. Durante la operación por pulsos, se envía un pulso como reconocimiento; con un STRB asegurado se produce un reinicio (Figura 20.5).

Figura 20.5 Reconocimiento completo: a) tipo pulsado, b) tipo asegurado.

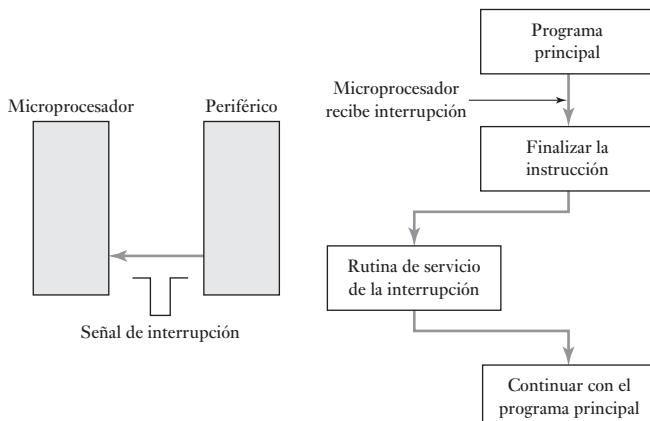


20.3.3 Poleo e interrupciones

Suponga una situación en la que todas las transferencias de entrada/salida de datos se controlan en un programa. Cuando los periféricos necesitan atención, alertan al microprocesador modificando el nivel de voltaje de una línea de entrada. El microprocesador responde saltando a una rutina de servicio del programa para el dispositivo. Al finalizar la rutina, regresa al programa principal. El control del programa de las entradas/salidas es un ciclo para leer entradas y actualizar salidas de forma continua, con saltos a rutinas de servicio cuando se requieren. Este proceso, que consiste en repetir la verificación de cada dispositivo periférico para determinar si está listo para enviar o aceptar un nuevo byte de datos se llama **poleo**.

Una opción del control por programa es el **control de interrupciones**. Una interrupción incluye un dispositivo periférico que activa una línea de petición de interrupción especial. Cuando se recibe una interrupción, el microprocesador suspende la ejecución de su programa principal y salta a la rutina de servicio del dispositivo periférico. La interrupción no debe producir una pérdida de datos y la rutina para manejar una interrupción debe estar incorporada al software, de manera que el estado de los registros del procesador y la última dirección del programa principal a la que se haya accedido queden guardadas en localidades de la memoria específicas. Al concluir la rutina de servicio de interrupción, se restaura el contenido de la memoria y el microprocesador reanuda la ejecución del programa principal, en el punto que fue interrumpido (Figura 20.6).

Figura 20.6 Control de interrupciones.



De este modo, cuando ocurre una interrupción:

1. La CPU espera a que termine la instrucción que está ejecutando antes de manejar la interrupción.
2. Todos los registros de la CPU se sitúan en la pila y se modifica un bit para detener interrupciones adicionales durante esta interrupción. La pila es un área especial de memoria en la que los valores del contador del programa se pueden almacenar cuando se ejecuta una subrutina. El contador de programa proporciona la dirección de la siguiente instrucción en un programa y al almacenar este valor habilita el programa para que reanude en el punto donde se detuvo para ejecutar la interrupción.
3. La CPU determina la dirección de la rutina de servicio de la interrupción que se va a ejecutar. Algunos microprocesadores tienen terminales dedicadas a las interrupciones y la terminal que se elige determina la dirección que se va a usar. Otros microprocesadores tienen sólo una terminal para interrupciones y el dispositivo de interrupción debe proporcionar los datos que informan al microprocesador dónde se localiza la rutina de servicio de la interrupción. Algunos microprocesadores tienen ambos tipos de entradas de interrupciones. La dirección de inicio de una rutina de servicio de interrupción se llama **vector de interrupción**. El bloque de memoria asignado para almacenar estos vectores se conoce como **tabla de vectores**. El fabricante de los chips fija las direcciones de los vectores.
4. La CPU se ramifica hacia la rutina de servicio de la interrupción.
5. Después que termina esta rutina, los registros de la CPU regresan desde la pila y el programa principal reanuda en el punto donde se quedó.

A diferencia de un llamado de subrutina, que está ubicada en un punto específico en un programa, una interrupción se puede llamar desde cualquier punto del programa. Observe que el programa no controla cuándo ocurre una interrupción, el control está en el evento de interrupción.

Con frecuencia las operaciones de entrada/salida usan interrupciones debido a que el hardware no puede esperar. Por ejemplo, un teclado puede generar una señal de entrada de interrupción cuando se presiona una tecla. El microprocesador suspende el programa principal para manipular la entrada del teclado, procesa la información y regresa al programa principal para continuar donde éste se detuvo. Esta capacidad de codificar una tarea como una rutina de servicio de una interrupción y amarrarla a una señal externa simplifica muchas tareas de control, permitiendo manipularlas sin retardo. Es posible programar el microprocesador para que ignore la señal de solicitud de algunas interrupciones a menos que un bit haya sido habilitado. Tales interrupciones se denominan **enmascarables**.

El 68HC11 de Motorola tiene dos señales de entrada externas de interrupción. XIRQ es una interrupción no enmascarable y siempre se ejecuta al terminar la instrucción que se está ejecutando actualmente. Cuando la interrupción XIRQ se presenta, el CPU salta a la rutina de servicio de la interrupción cuyo vector de interrupción se mantiene en la dirección \$FFF4/5 (bytes bajo y alto de la dirección). IRQ es una interrupción enmascarable. Cuando el microcontrolador recibe una señal de solicitud de interrupción en la terminal IRQ que va de bajada, el microcontrolador salta a la rutina de servicio de la interrupción indicada por el vector de interrupción \$FFF2/3. IRQ se puede enmascarar con la instrucción fija la máscara de la interrupción SEI y se puede desenmascarar con la instrucción limpia la máscara de la interrupción CLI. Al final de la rutina de servicio de la interrupción se usa la instrucción RTI para regresar al programa principal.

Con el 8051 de Intel, las fuentes de interrupción se habilitan y deshabilitan en forma individual a través del registro de bit direccional IE (habilitación de interrupción) en la dirección 0A8H (vea la Figura 17.26), un 0 deshabilita una interrupción y un 1 la habilita. Existe además un bit de habilitación/deshabilitación global en el registro IE que se fija en 1 para activar todas las interrupciones externas o se hace 0 para desactivar. El registro TCON (Figura 17.25) se usa para determinar el tipo de señal entrada de interrupción que inicializará una interrupción.

Figura 20.7 Registro INTCON.

7	6	5	4	3	2	1	0
GIE	PEIE	TOIE	INTE	RBIE	T0IF	INTF	RBIF
Habilitación de interrupción global 1 = habilita todas las interrupciones no enmascarables 0 = deshabilita todas las interrupciones				Bit de habilitación de interrupción 1 = habilita la interrupción INTF 0 = deshabilita la interrupción INTF			Bandera de interrupción externa 1 = interrupción ha ocurrido 0 = interrupción no ha ocurrido

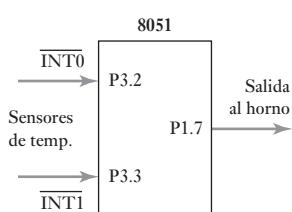


Figura 20.8 Sistema de calefacción central.

Con los microcontroladores PIC, las interrupciones se controlan mediante el registro INTCON (Figura 20.7). Para usar el bit 0 del puerto B como una interrupción, debe asignarse como una entrada y el registro INTCON se debe inicializar con un 1 en INTE y un 1 en GIE. Si la interrupción se va a presentar en un flanco de subida, entonces se debe hacer 1 el INTEDG (bit 6) en el registro OPTION (vea la Figura 17.32); si es con flanco de bajada este bit debe hacerse 0. Cuando la interrupción se presenta, INTF se modifica. Se puede limpiar mediante la instrucción bcf INTCON, INTF.

Como ilustración de un programa que involucra interrupciones externas, considere un programa de control encendido/apagado sencillo para un sistema de calefacción central que involucra el microcontrolador 8051 de Intel (Figura 20.8). El horno del sistema de calefacción central se controla mediante una salida P1.7 y se usan dos sensores de temperatura, uno para determinar cuando la

temperatura baja de, por ejemplo, 20.5° C y el otro cuando sube más de 21.0° C. El sensor para la temperatura de 21.0° C se conecta a la interrupción INT0, puerto 3.2, y el sensor para la temperatura de 20.5° C se conecta a la INT1 puerto 3.3. Al elegir que el bit IT1 sea 1 en el registro TCON, las interrupciones externas se disparan por flanco, es decir, se activan cuando hay un cambio de 1 a 0. Cuando la temperatura sube a 21.0° C la interrupción externa INT0 tiene una entrada que cambia de 1 a 0 y la interrupción se activa para que la instrucción CLR P1.7 dé una salida 0 y apague el horno. Cuando la temperatura cae a 20.5° C la interrupción externa INT1 tiene una entrada que cambia de 0 a 1 y la interrupción se activa para que la instrucción SETB P1.7 dé un 1 a la salida y encienda el horno. El programa PRINCIPAL es sólo un conjunto de instrucciones para configurar y activar las interrupciones, establecer las condiciones iniciales de que el horno esté encendido si la temperatura es menor que 21.0° C o esté apagado si es mayor, y entonces espera sin hacer nada hasta que la interrupción ocurra. Con el programa, se ha supuesto que hay un archivo de encabezado:

```

ORG    0
LJMP   MAIN
                   ORG  0003H ; proporciona la dirección de entrada para ISR0
ISR0   CLR   P1.7  ; rutina de servicio de la interrupción para
                   ; apagar el horno
                   RETI ; regreso de la interrupción
                   ORG  0013H ; proporciona la dirección de entrada para ISR1
ISR1   SETB  P1.7  ; rutina de servicio de la interrupción para
                   ; apagar el horno
                   RETI ; regreso de la interrupción
                   ORG  30H
MAIN   SETB  EX0   ; para activar la interrupción externa 0
                   SETB  EX1   ; para activar la interrupción externa 1
                   SETB  IT0   ; hacer el disparo cuando hay un cambio de 1 a 0
                   SETB  IT1   ; hacer el disparo cuando hay un cambio de 0
                   SETB  P1.7  ; enciende el horno
                   JB    P3.2,HERE ; si la temperatura es mayor que 21.0° C
                   ; salta a HERE y deja encendido el horno;
                   CLR   P1.7  ; apaga el horno
HERE   SJMP  HERE  ; hacer nada hasta que se presente una
                   ; interrupción
END

```

Los microcontroladores, además de la solicitud de interrupción tienen la interrupción para reinicio y una interrupción no enmascarable. La interrupción para reinicio es un tipo especial de interrupción y cuando ocurre el sistema se reinicia, por lo que cuando está activa se detiene todo el sistema, se carga la dirección de inicio del programa principal y se ejecuta la rutina de inicio. El M68HC11 tiene un temporizador vigilante sincronizador de controlador de secuencia para el adecuado funcionamiento de la computadora (COP), que detecta errores en el procesamiento del software cuando la CPU no ejecuta ciertas secciones de código dentro del lapso asignado. Si esto ocurre, el sincronizador del COP rebasa su tiempo y se procede al reinicio del sistema.

La **interrupción no enmascarable** no se puede enmascarar, lo cual significa que no hay forma de impedir la ejecución de la rutina de la interrupción cuando se conecta en esta línea. Una interrupción de este tipo se reserva para casos de rutinas de emergencia, como cuando se interrumpe el suministro de energía eléctrica, y se recurre a la alimentación de una fuente de respaldo.

20.3.4 Interfaz en serie

En la transmisión de datos en paralelo, por cada bit se utiliza una línea; por otra parte, en los sistemas en serie se usa una sola línea para transmitir datos en bits enviados en secuencia. Existen dos tipos básicos de transferencia de datos: asíncrona y síncrona.

En la **transmisión asíncrona** el receptor y el transmisor usan su propia señal de sincronización, por lo que el receptor no conoce cuándo inicia o termina una palabra. Por ello es necesario que cada palabra de datos transmitida lleve sus propios bits de inicio y terminación a fin de que el receptor pueda saber dónde termina una palabra y comienza otra (Figura 20.9). En este modo de transmisión, en general el transmisor y el receptor son remotos (el Capítulo 22 da detalles de interfaces estándar). En una **transmisión síncrona**, transmisor y receptor tienen una misma señal de sincronización, lo que permite la sincronización de la transmisión y la recepción.

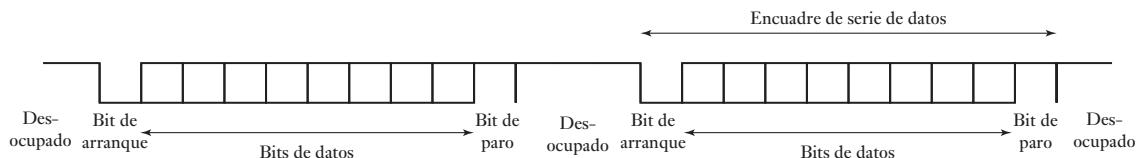


Figura 20.9 Transmisión asíncrona.

El microcontrolador MC68HC11 (vea la Figura 17.10) tiene una interfaz para comunicaciones en serie (SCI) que se utiliza para la transmisión asíncrona y se emplea para comunicarse con dispositivos periféricos remotos. En la SCI la terminal PD1 del puerto D se utiliza como línea de transmisión y el puerto PD0 como línea de recepción. Estas líneas se activan o desactivan mediante el registro de control de la SCI. El microcontrolador también tiene una interfaz para dispositivo periférico en serie (SPI) para la transmisión síncrona. Se utiliza en comunicaciones en serie locales; locales significa comunicaciones dentro de la máquina en donde se encuentra el chip.

20.4

Adaptadores de interfaz para dispositivos periféricos

Es posible diseñar interfaces para entrada/salida específicas; pero también existen dispositivos para interfaces de entrada/salida programables; los cuales permiten elegir entre diversas opciones de entrada y salida a través del software. Estos dispositivos se conocen como **adaptadores de interfaz para periféricos** (PIA).

Una interfaz en paralelo PIA de uso común es la MC6821 de Motorola. Es parte de la familia MC6800, por lo que se puede conectar en forma directa a los buses MC6800 y MC68HC11 de Motorola. Se puede decir que este dispositivo consta en esencia de dos puertos de entrada/salida en paralelo, con su lógica de control para conectarse con el microprocesador principal. La Figura 20.10 muestra la configuración básica del PIA MC6821, y las conexiones.

El PIA contiene dos puertos de datos paralelos de 8 bits, denominados A y B. Cada puerto tiene:

1. Un *registro de interfaz para periférico*. El funcionamiento de un puerto de salida difiere del de entrada pues debe guardar los datos para el periférico. Para la salida se usa un registro que guarda temporalmente los datos. Se dice que el registro está **cerrado**, es decir, conectado, cuando un puerto se usa como salida, y abierto si se usa como entrada.

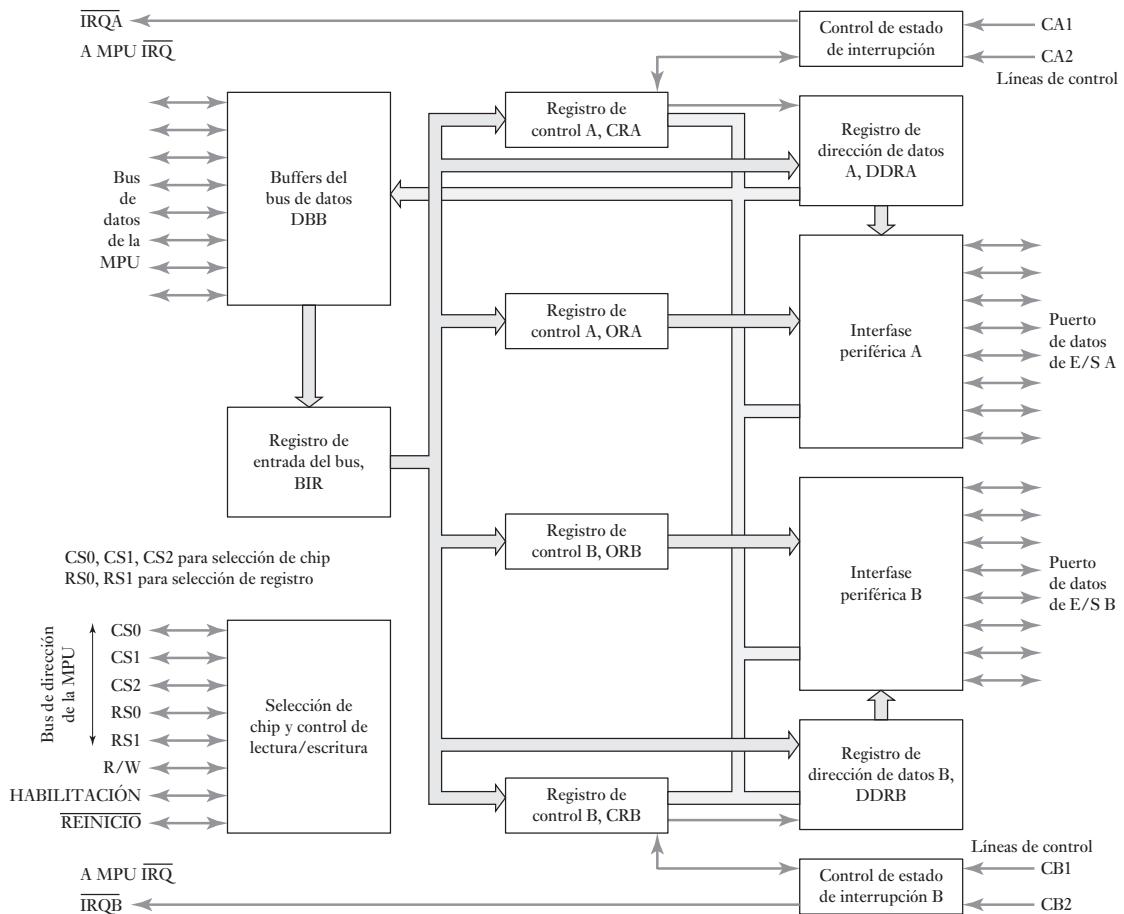


Figura 20.10 PIA MC6821.

2. Un *registro de la dirección o sentido de los datos* que determina si las líneas de entrada/salida son entradas o salidas.
3. Un *registro de control* para determinar las conexiones lógicas activas en el periférico.
4. Dos *líneas de control*, CA1 y CA2 o CB1 y CB2.

Dos líneas de dirección del microprocesador conectan el PIA con dos líneas de selección de registro, RS0 y RS1. Esto da al PIA cuatro direcciones para los seis registros. Si RS1 es bajo, se direcciona el lado A y al lado B cuando es alto. RS0 direcciona los registros a un lado en particular, ya sea A o B. Cuando RS0 es alto, se direcciona el registro de control, y cuando es bajo, el registro de datos o el registro de dirección de datos. Para un lado en particular, el registro de datos y el registro de dirección de datos tienen la misma dirección. Cuál de ellos se direccione dependerá del bit 2 del registro de control (vea adelante).

Los bits de los registros de control A y B están relacionados con las funciones que se realizan en los puertos. Entonces en el registro de control A están los bits que muestra la Figura 20.11. En el registro de control B se utiliza una configuración similar.

Figura 20.11 Registro de control.

B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
IRQA1	IRQA2	Control CA2		DDRA	Control CA1		Acceso

Bits 0 y 1

Los primeros dos bits controlan la forma en que funcionan las líneas de control de entrada CA1 o CB1. El bit 0 determina si es posible la salida de la interrupción. B0 = 0 desactiva la interrupción del microprocesador IRQA (B), B0 = 1 activa la interrupción. CA1 y CB1 no están definidos por el nivel estático de la entrada, pero se activan por flancos, es decir, por la variación de una señal. El bit 1 define si el bit 7 se determina por una transición de alto a bajo (flanco de bajada), o por una transición de bajo a alto (flanco de subida). B1 = 0 define una transición de alto a bajo, B1 = 1 define una transición de bajo a alto.

Bit 2

El bit 2 determina si se direccionan los registros de dirección de datos o los registros de datos del dispositivo periférico. Si B2 se define como 0, se direccionan los registros de dirección de datos, y si B2 es 1, se eligen los registros de datos de dispositivos periféricos.

Bits 3, 4 y 5

Estos bits permiten que el PIA realice diversas funciones. El bit 5 determina si la línea de control 2 es una entrada o una salida. Si el bit 5 se define como 0, la línea de control 2 es una entrada; si se define como 1, es una salida. En el modo de entrada, CA2 y CB2 funcionan de la misma manera. Los bits 3 y 4 determinan si la salida de la interrupción está activa y qué tipo de transiciones definen al bit 6.

Cuando B5 = 0, es decir, CA2(CB2) se define como entrada: B3 = 0 desactiva la interrupción del microprocesador IRQA(B) debido a CA2(CB2), B3 = 1 activa la interrupción del microprocesador IRQA(B) debido a CA2(CB2); B4 = 0 determina que el indicador de interrupción IRQA(B), bit B6, se defina por una transición de alto a bajo en CA2(CB2), B4 = 1 determina que se define por una transición de bajo a alto.

B5 = 1 define CA2(CB2) como salida. En el modo de salida CA2 y CB2 se comportan de diferente manera. En CA2: si B4 = 0 y B3 = 0, CA2 disminuye durante la primera transición ENABLE (E) de alto a bajo y a continuación el microprocesador lee el registro A de datos del dispositivo periférico, regresando a alto en la siguiente transición CA1; B4 = 0 y B3 = 1, CA2 disminuye durante la primera transición ENABLE, de alto a bajo y a continuación el microprocesador lee el registro A de datos del dispositivo periférico, regresando a alto durante la siguiente transición ENABLE de alto a bajo. Para CB2: si B4 = 0 y B3 = 0 , CB2 disminuye en la primer transición ENABLE bajo a alto, y a continuación el microprocesador escribe en el registro de datos de dispositivos periféricos B, regresando a alto durante la siguiente transición CB1; B4 = 0 y B3 = 1, CB2 disminuye en la primera transición ENABLE de bajo a alto, y el microprocesador escribe en el registro de datos de dispositivos periféricos B, volviendo a alto durante la siguiente transición ENABLE de bajo a alto. En B4 = 1 y B3 = 0, CA2(CB2) disminuye cuando el microprocesador escribe B3 = 0 en el registro de control. En B4 = 0 y B3 = 1, CA2 (CB2) aumenta cuando el microprocesador escribe B3 = 1 en el registro de control.

Bit 6

Éste es el indicador de interrupción CA2(CB2), definido por las transiciones en CA2(CB2). Si CA2(CB2) es una entrada (B5 = 0), se borra cuando el microprocesador lee el registro de datos A(B). Si CA2(CB2) es la salida (B5 = 1), el indicador es 0 y no lo afectan las transiciones CA2(CB2).

Bit 7

Es el indicador de interrupción CA1(CB1) y se borra si el microprocesador lee el registro de datos A(B).

El proceso de selección de las opciones empleadas se denomina **configuración** o **inicialización** del PIA. La conexión RESET se usa para borrar todos los registros del PIA, el cual se debe inicializar.

20.4.1 Inicialización del PIA

Antes de utilizar el PIA se debe elaborar y utilizar un programa que defina las condiciones del flujo de datos periféricos deseadas. El programa del PIA se coloca al inicio del programa principal para que desde el inicio el microprocesador lea los datos de los dispositivos periféricos. El programa de inicialización sólo se ejecuta una vez.

El programa de inicialización que define cuál puerto es el de entrada y cuál el de salida es como el siguiente:

1. Borre el bit 2 de los registros de control mediante un reinicio, de manera que se direccionen los registros de dirección de datos. El registro de dirección de datos A se direcciona como XXX0 y el registro de dirección de datos B como XXX2.
2. Para que A sea un puerto de entrada, cargue todos los ceros en el registro de dirección A.
3. Para que B sea un puerto de salida, cargue todos los 1 en el registro de dirección B.
4. Cargue 1 en el bit 2 de los dos registros de control. El registro de datos A ahora se direcciona como XXX0 y el registro de datos B como XXX2.

De esta manera, el programa de inicialización en lenguaje ensamblador para definir el lado A como la entrada y el lado B como la salida, después de un reinicio, es:

```
INIT    LDAA    #$00 ; Carga los 0
        STAA    $2000 ; Define al lado A como puerto de entrada
        LDAA    #$FF ; Carga los 1
        STAA    $2000 ; Define al lado B como puerto de salida
        LDAA    #$04 ; Carga 1 en el bit 2, y 0 en los demás bits
        STAA    $2000 ; Elige el registro de datos del puerto A
        STAA    $2002 ; Elige el registro de datos del puerto B
```

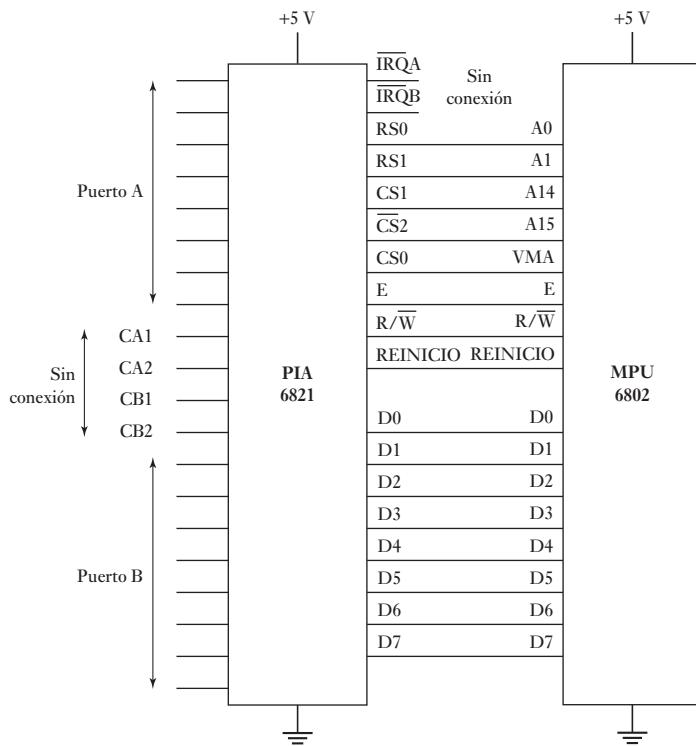
Con la instrucción LDAA 2000, los datos se leen en el puerto de entrada A y con la instrucción STAA 2002 el microprocesador escribe datos del dispositivo periférico al puerto de salida.

20.4.2 Conexión de señales de interrupción a través del PIA

El PIA MC6821 de Motorola (Figura 20.12) tiene dos conexiones, IRQA e IRQB, a través de las cuales se envían señales de interrupción al microprocesador; cuando CA1, CA2 o CB1, CB2 envían una solicitud de interrupción, impulsan la terminal IRQ del microprocesador al estado activo con valor bajo. Cuando en la sección anterior se consideró el programa de inicialización de un PIA, sólo el bit 2 del registro de control se definió como 1; los otros se definieron como 0. Estos ceros desactivaron las entradas de las interrupciones. Para utilizar las interrupciones, se debe modificar el paso de la inicialización que guarda \$04 en el registro de control. La forma de modificación dependerá del tipo de cambio de la entrada requerida para iniciar la interrupción.

Suponga, por ejemplo, que se requiere que CA1 active una interrupción cuando se presenta una transición de alto a bajo; CA2 y CB1 no se utilizan, y

Figura 20.12 Acoplamiento mediante interfaz con un PIA.



activa CB2 utilizándolo para la salida de definición/reinicio. El formato de registro de control para satisfacer estas especificaciones para CA es:

B0 es 1 para activar la interrupción en CA1.

B1 es 0 para que el indicador de interrupción IRQA1 se defina por una transición de alto a bajo en CA1.

B2 es 1 para dar acceso al registro de datos.

B3, B4 y B5 son 0 porque CA2 está desactivado.

B6 y B7 son indicadores sólo de lectura, por lo que se usan 0 o 1.

Por lo tanto, el formato de CA1 podría ser 00000101, es decir, 05 en notación hexadecimal. El formato del registro de control de CB2 es:

B0 es 0 para desactivar CB1.

B1 puede ser 0 o 1 dado que CB1 está desactivado.

B2 es 1 para permitir el acceso al registro de datos.

B3 es 0, B4 es 1 y B5 es 1, para elegir definir/reinicio.

B6 y B7 son indicadores sólo de lectura, por lo que se usan 0 o 1.

Por lo tanto, el formato para CA1 sería 00110100, es decir, 34 en notación hexadecimal. El programa de inicialización sería:

```

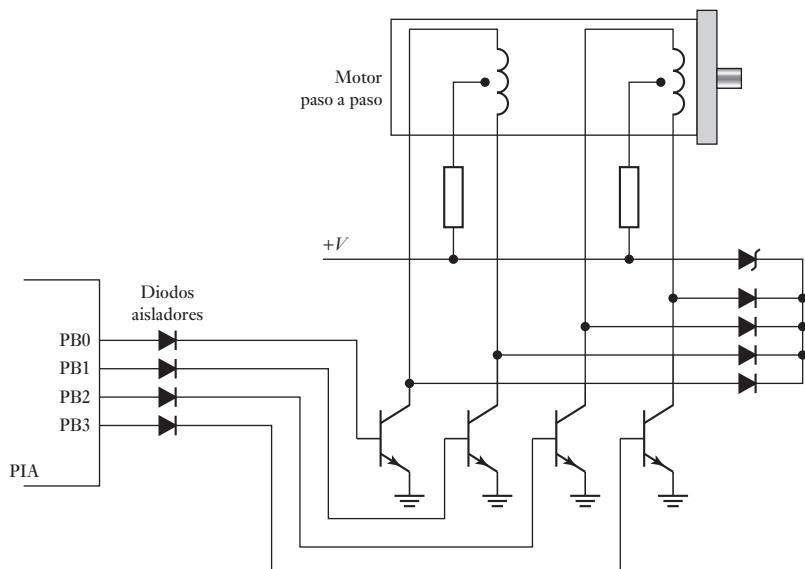
INIT    LDAA  #$00 ; Carga los 0
        STAA  $2000 ; Define al lado A como puerto de entrada
        LDAA  #$FF ; Carga los 1
        STAA  $2000 ; Define al lado B como puerto de salida
        LDAA  #$05 ; Carga el formato del registro de control requerido
        STAA  $2000 ; Elige el registro de datos del puerto A
        LDAA  #$34 ; Carga el formato del registro de control requerido
        STAA  $2002 ; Elige el registro de datos del puerto B

```

20.4.3 Ejemplo de conexión de una interfaz con un PIA

La Figura 20.13 es un ejemplo de conexión de una interfaz con un PIA: en ella se muestra un circuito que se usa para un motor paso a paso unipolar (sección 9.7.2). Al conectar los devanados inductivos se puede generar una fuerza contraelectromotriz de magnitud considerable, por lo que es necesario disponer de algún medio para aislar los devanados del PIA. Se pueden usar optoaisladores, diodos o resistencias. Con los diodos se obtiene una interfaz sencilla y barata; en cambio, las resistencias no aislan por completo el PIA.

Figura 20.13 Acoplamiento mediante interfaz con un motor paso a paso.



20.5

Interfaz para comunicaciones en serie

El receptor/transmisor asíncrono universal (UART) es el elemento esencial de un sistema de comunicaciones en serie; su función es cambiar los datos en serie a datos en paralelo en la entrada y datos en paralelo a datos en serie en la salida. Una forma programable de UART muy común es el adaptador de interfaz para comunicaciones asíncronas (ACIA) MC6850 de Motorola. La Figura 20.14 ilustra un diagrama de bloques de los elementos que lo componen.

El flujo de datos entre el microprocesador y el ACIA se da a través de ocho líneas bidireccionales, D0 a D7. El microprocesador controla la dirección del flujo de datos mediante la entrada de lectura/escritura que se dirige al ACIA. Las tres líneas de selección de chip sirven para seleccionar determinados registros del ACIA. Si la línea de selección de registro tiene valor alto, se eligen los registros de transmisión de datos y de recepción de datos; si el valor es bajo, se eligen los registros de control y de estado. El registro de estado contiene información del estado de las transferencias de datos durante su realización, información que se utiliza para leer las líneas de detección de portadora de datos y de lista para enviar. El registro de control al principio se utiliza para reiniciar el ACIA y después, para definir la velocidad de transferencia de datos en serie y el formato de los datos.

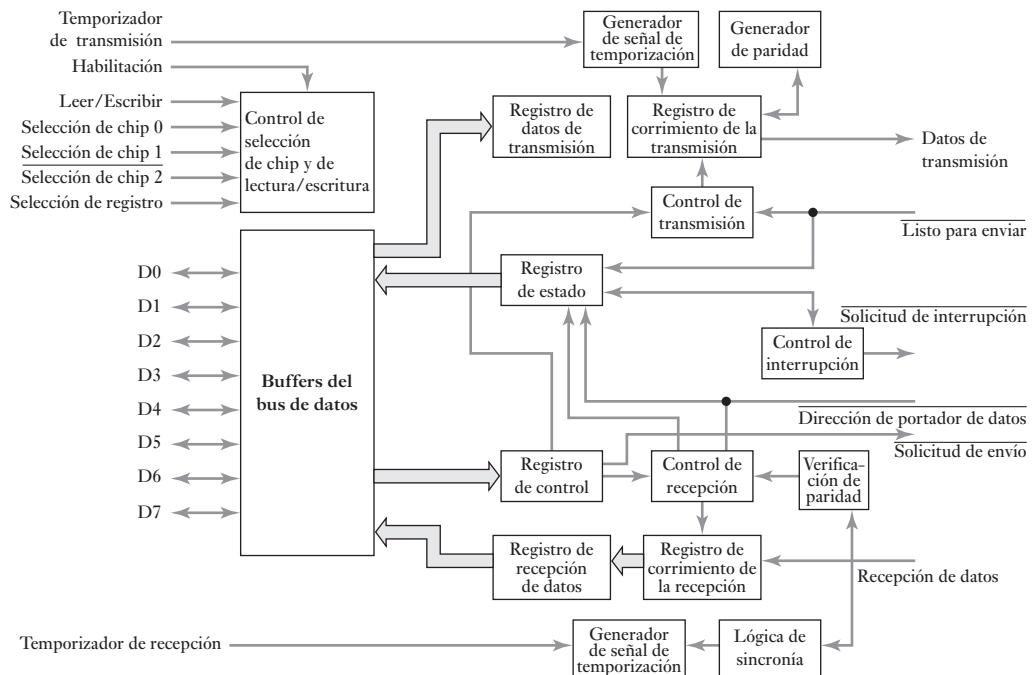


Figura 20.14 ACIA MC6850.

La parte para dispositivos periféricos del ACIA incluye dos líneas de datos en serie y tres líneas de control. Los datos se envían por la línea de transmisión de datos y se reciben por la línea de recepción de datos. Se cuenta con señales de control de listo para enviar, señal de control para detección de portadores de datos y señal de solicitud de envío. La Figuras 20.15 y 20.16 muestran, respectivamente, los formatos de bit de los registros de control y de estado.

La transferencia de datos en serie asíncrona en general se usa para la comunicación entre dos computadoras, ya sea con o sin módem o entre una computadora y una impresora (vea el Capítulo 22 para más detalles).

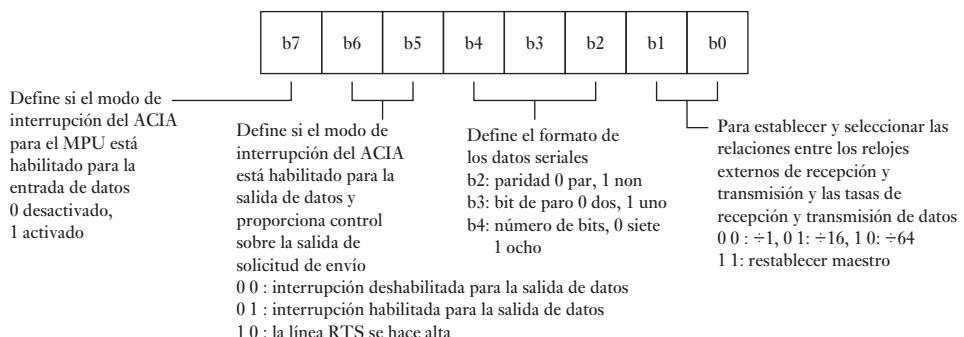
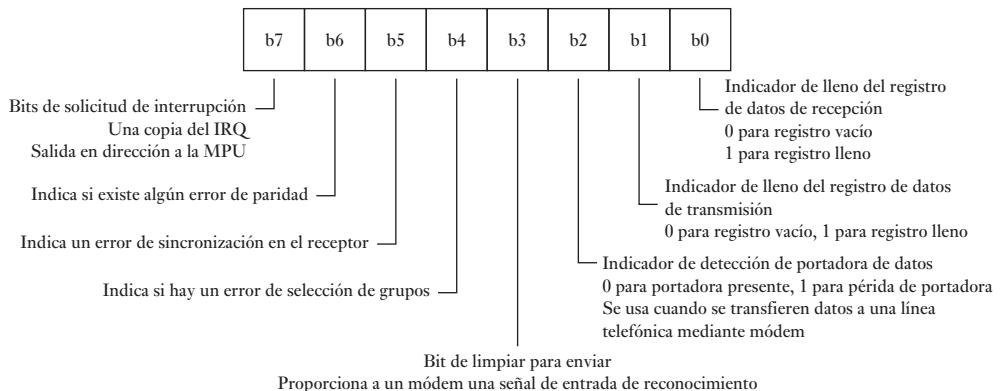


Figura 20.15 Registro de control.

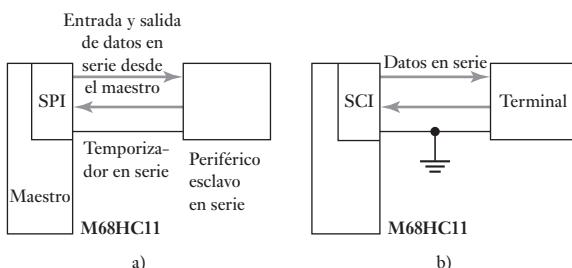
Figura 20.16

Registro de estado.



20.5.1 Interfaces en serie de microcontroladores

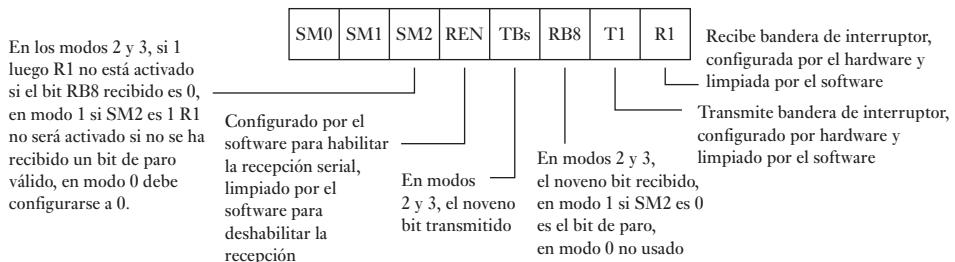
Muchos microcontroladores tienen interfaces en serie, es decir, UART integrados. Por ejemplo, el M68HC11 tiene una interfaz para periféricos en serie (SPI), una interfaz síncrona y una interfaz para comunicaciones en serie (SCI), que es una interfaz asíncrona (Figura 17.10). La SPI requiere la misma señal de sincronización que usan el microcontrolador y el dispositivo o dispositivos que se conectan en forma externa (Figura 20.17a)). Es posible conectar a la SPI varios microcontroladores. La SCI es una interfaz asíncrona, y por ello es posible utilizar diferentes señales de sincronización entre su sistema y el dispositivo que se conecta de manera externa (Figura 20.17b)). Los microprocesadores para propósito general no cuentan con interfaz para comunicaciones en serie, por lo que para usarlos es necesario utilizar un UART (como el MC6850 de Motorola). En algunas situaciones se requiere más de una interfaz de comunicaciones en serie, y es necesario complementar el microcontrolador M68HC11 con una UART.

Figura 20.17 a) SPI, b) SCI.

La SPI se inicializa por los bits del registro de control de la SPI (SPCR) y el registro de control de la dirección de envío de datos del puerto D (DDRD). El registro de estado SPI contiene bits de estado y de error. La SCI se inicializa utilizando el registro de control SCI 1, el registro de control SCI 2 y el registro de control de la velocidad en baudios. Los indicadores de estado están en el registro de estado de la SCI.

El Intel 8051 cuenta con una interfaz serial integrada con cuatro modos de operación, éstos se seleccionan al escribir unos o ceros dentro de los bits SMO y SMI en el registro SCON (control de puerto serial) en la dirección 98H (Figura 20.18 y Tabla 20.1).

En el modo 0, los datos en serie entran y salen por RXD. La terminal TXD sale del reloj de cambio lo que luego se usa para sincronizar la transmi-

**Figura 20.18** Registro SCON.**Tabla 20.1** Modos de puerto en serie Intel 8051.

SM0	SM1	Modo	Descripción	Velocidad en baudios
0	0	0	Registro de deslizamiento	Frecuencia de oscilación/12
0	1	1	UART de 8 bits	Variable
1	0	2	UART de 9 bits	Frecuencia de oscilación/12 o 64
1	1	3	UART de 9 bits	Variable

sión y recepción de datos. La recepción de datos se inicia cuando REN está en 1 y R1 es 0. La transmisión se inicia cuando cualquier dato se escribe para el SBUF, esto si es el buffer de puerto serial en la dirección 99H. En el modo 1 se transmiten 10 bits en TXD o se reciben en RXD, éstos son el bit de arranque de 0, los ocho bits de datos y un bit de paro de 1. La transmisión comienza al escribir a SBUF y la recepción con la transición de 1 a 0 en RXD. En modos 2 y 3, 11 bits se transmiten en TXD o se reciben en RXD.

Los microcontroladores PIC tienen un SP1 (vea la Figura 17.30) que se puede utilizar para comunicaciones en serie en sincronía. Cuando los datos se escriben para el registro SSBUF se deslizan fuera de la terminal SDO en sincronía con una señal de reloj en SCK y salen a través de la terminal RC5 como señal de serie con el bit más importante en primer lugar y una señal de reloj a través de RC3. La entrada dentro del registrador SSBUF es vía RC4. Muchos microcontroladores PIC tienen también un UART para crear una interfaz serial para utilizarla con datos seriales transmitidos de manera asincrónica. Al transmitirlos, cada byte de 8 bits es enmarcado por un bit de ARRANQUE y uno de PARO. Cuando se transmite el bit de ARRANQUE, la línea RX cae hacia una transición de bajo y el receptor entonces hace la sincronización en esta transición de alto a bajo. Luego el receptor lee los 8 bits de datos en serie.

20.6

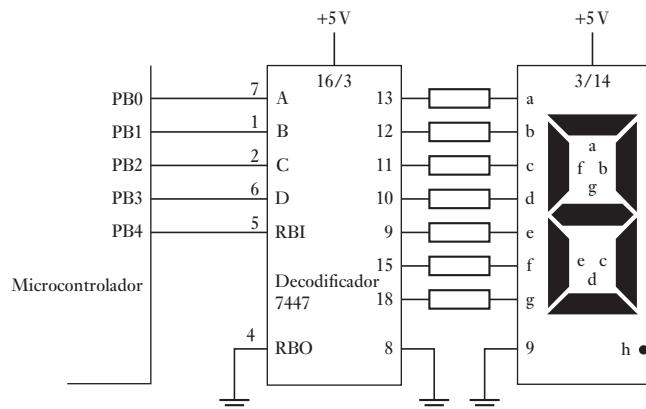
Ejemplos de acoplamiento mediante interfaz

Los siguientes son ejemplos de acoplamientos mediante interfaces.

20.6.1 Acoplamiento mediante interfaz en un visualizador de siete segmentos y un decodificador

Considere que se usa un microcontrolador para activar una unidad visualizada con LED de siete segmentos (vea la sección 6.5). Un LED es un indicador de apagado-encendido; el número que aparezca en el visualizador dependerá de qué LEDs estén encendidos. La Figura 20.19 muestra cómo usar un microcontrolador para activar un visualizador de ánodo común utilizando un controla-

Figura 20.19 Manejo de un visualizador.



dor de decodificador; este último recibe una entrada BCD y la convierte en un código adecuado para el visualizador.

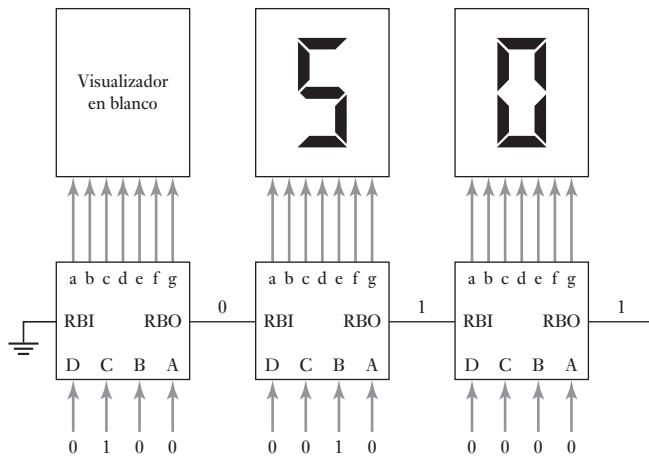
En el decodificador 7447 las terminales 7, 1, 2 y 6 son las terminales de entrada del decodificador para la entrada BCD; las terminales 13, 12, 11, 10, 9, 15 y 14 son las salidas de los segmentos del visualizador. La terminal 9 del visualizador es el punto decimal. La Tabla 20.2 muestra las señales de entrada y salida del decodificador.

Tabla 20.2 Decodificador BCD 7447 para un visualizador de siete segmentos.

Visua- lizador	Terminales de entrada				Terminales de salida						
	6	2	1	7	13	12	11	10	9	15	14
0	L	L	L	L	ON	ON	ON	ON	ON	ON	OFF
1	L	L	L	H	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
2	L	L	H	L	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON
3	L	L	H	H	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	ON
4	L	H	L	L	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON
5	L	H	H	L	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON
6	L	H	H	L	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	ON
7	L	H	H	H	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
8	H	L	H	H	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
9	H	L	H	L	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF

Poner en blanco significa que ninguno de los segmentos está encendido. Esta acción se usa para evitar un 0 de encabezado cuando, hay, por ejemplo, tres unidades visualizadoras y sólo se desea que aparezca la lectura como 10 y no 010; para ello se pone en blanco el 0 de encabezado y se impide su iluminación. Para lograr esto se pone en valor bajo la **entrada para poner en blanco el acarreo**, RBI. Cuando RBI tiene un valor bajo y las entradas BCD A, B, C y D tienen valor bajo, la salida se pone en blanco. Si la entrada no es cero, la salida para poner en blanco el acarreo RBO tiene un valor alto, sin tener en cuenta cuál sea la condición en que se encuentre RBI. La RBO del primer dígito del visualizador se conecta a la RBI del segundo dígito y la RBO del segundo se conecta a la RBI del tercer dígito; así, se pone en blanco sólo el 0 final (Figura 20.20).

Figura 20.20 Puesta en blanco del acarreo.



En los visualizadores que tienen varios elementos, en vez de usar un decodificador por cada elemento, se utiliza la multiplexión y un solo decodificador. La Figura 20.21 muestra el circuito del multiplexor de un visualizador de cuatro elementos tipo cátodo común. Los datos BCD salen por el puerto A y el decodificador muestra en todos los visualizadores la salida del decodificador. El cátodo común de éstos se conecta a tierra a través de un transistor. El visualizador no se encenderá a menos que el transistor se encienda como consecuencia de una señal de salida del puerto B. Alternando entre PB0, PB1, PB2 y PB3, la salida del puerto A puede cambiar al visualizador adecuado. Para mantener una visualización constante, éste se enciende con suficiente frecuencia para que no se perciba el parpadeo del visualizador. Para presentar más de un dígito a la vez se puede usar la multiplexión por división de tiempo.

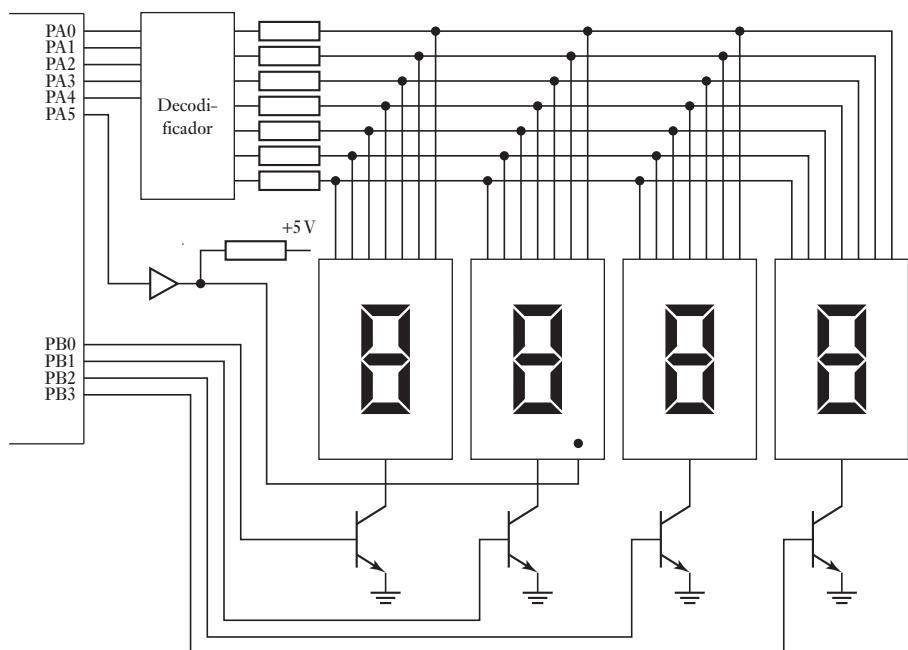
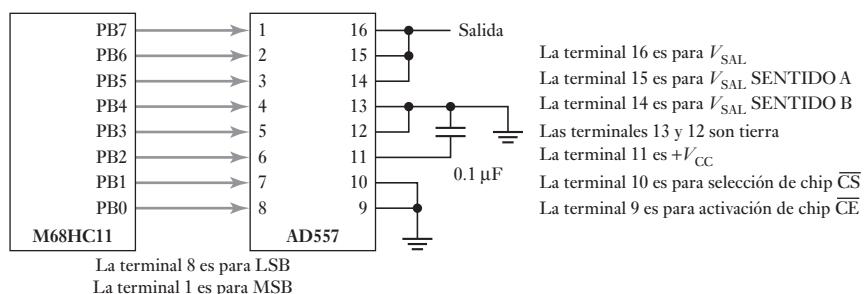


Figura 20.21 Multiplexado de cuatro visualizadores.

20.6.2 Acoplamiento mediante interfaz para señales analógicas

Cuando es necesario que la señal de salida producida por un microprocesador o un microcontrolador sea de tipo analógico, se lleva a cabo una conversión de señal digital a analógica. Por ejemplo, el DAC AD557 de Analog Devices se utiliza con este propósito. Este convertidor produce un voltaje de salida proporcional a su entrada digital y dispone de un latch de entrada para el acoplamiento mediante interfaz del microprocesador. Si los latches no fueran necesarios, las terminales 9 y 10 se conectan a tierra. Los datos se bloquean cuando se produce un flanco positivo, es decir, un cambio de bajo a alto, en algunas de las entradas de la terminal 9 o la terminal 10. Los datos se retienen hasta que ambas terminales regresan al nivel bajo. Cuando esto sucede, los datos se transfieren del latch al convertidor digital a analógico para su conversión en voltaje analógico.

Figura 20.22 Generación de formas de onda.



La Figura 20.22 muestra el AD557, en el cual el latch no se ha utilizado y está conectado a un M68HC11 de Motorola, de manera que al ejecutar el programa, genera un voltaje que es una señal diente de sierra. Otros tipos de forma de onda se pueden generar con facilidad cambiando el programa:

```

BASE      EQU $1000      ; Dirección de base de registros de E/S
PORTB    EQU $04          ; Desviación de PORTB respecto a BASE

        ORG $C000
        LDX #BASE      ; Punto X a base de registro
        CLR PORTB,X   ; Enviar 0 al DAC
AGAIN     INC PORTB,X   ; Incrementar en 1
        BRA AGAIN     ; Repetir
        END
  
```

Resumen

Los **requerimientos de interfaz** a menudo significan **acoplamiento mediante buffer/aislamiento eléctrico**, control de temporización, conversión de código, cambio del número de líneas, transferencia de datos en serie a paralelo y viceversa, conversión de analógico a digital y viceversa. No es necesario un **reconocimiento** (*handshaking*) a menos que dos dispositivos puedan enviar y recibir datos a velocidades idénticas.

El **poleo** es el control del programa de entradas/salidas en el cual se utiliza un ciclo de manera continua para leer las entradas y actualizar las salidas, con saltos para servir a las rutinas como se requiere, es decir, un proceso de revisión repetitiva de cada dispositivo periférico para verificar si está listo para enviar o aceptar un nuevo byte de datos. Una alternativa para el control de

programa es el **control de interrupciones**. Una interrupción implica un dispositivo periférico que activa una línea requerida de interrupción separada. La recepción de una interrupción da como resultado la suspensión de ejecución en el microprocesador de su programa principal y salta a la rutina de servicio para el periférico. Después de la rutina de servicio de interrupción, los contenidos de la memoria son restaurados y el microprocesador puede continuar ejecutando el programa principal desde donde fue interrumpido.

Existen dos tipos básicos de transferir datos en serie: asíncrona y síncrona. Con la **transmisión asíncrona**, el receptor y el transmisor utilizan sus propias señales de reloj de manera que no es posible que un receptor reconozca cuando empieza o termina una palabra. De esta manera, es necesario que cada palabra de datos transmitido lleve su propio arranque y paro de sus bits de tal forma que sea posible que el receptor indique cuando para una palabra o empieza otra. Con la **transmisión síncrona**, el transmisor y el receptor tienen una señal de reloj común y así la transmisión y la recepción se pueden sincronizar.

Los **adaptadores de interfaz para periféricos (PIA)** son dispositivos programables de interfaz de entrada/salida que permiten diferentes tipos de opciones de entrada/salida para ser seleccionadas mediante el software.

El **receptor/transmisor asíncrono universal (UART)** es el elemento esencial de un sistema de comunicación en serie, su función es cambiar los datos en serie a paralelos para la entrada y los datos paralelos a serie para la salida. Una forma programable común de un UART es el **adaptador de interfaz para comunicación asíncrona (ACIA)**.

Problemas

- 20.1 Describa las funciones que puede realizar una interfaz.
- 20.2 Explique la diferencia entre una interfaz en paralelo y una interfaz en serie.
- 20.3 Explique qué se entiende por un sistema de mapeo de memoria para entradas/salidas.
- 20.4 ¿Cuál es la función de un adaptador de interfaz periférico (PIA)?
- 20.5 Describa la arquitectura del PIA MC6821 de Motorola.
- 20.6 Explique la función del programa de inicialización de un PIA.
- 20.7 Qué ventajas ofrece utilizar las interrupciones externas en vez del muestreo por software como medio de comunicación con dispositivos periféricos?
- 20.8 En el PIA MC6821 de Motorola, ¿qué valor debe quedar guardado en el registro de control, si hay que desactivar CA1, CB1 debe ser una entrada de interrupción activada definida por una transición de bajo a alto, CA2 debe estar activada y se utiliza como salida para definir/reiniciar y CB2 debe ser activada y asumir un valor bajo durante la primera transición E de bajo a alto, siguiendo al microprocesador? Escriba en el registro de datos de dispositivos periféricos B y vuelva al valor alto durante la siguiente transición de bajo a alto E.
- 20.9 Escriba un programa en lenguaje ensamblador para inicializar el PIA MC6821 de Motorola, de manera que se cumplan las especificaciones del problema 20.8.
- 20.10 Escriba un programa en lenguaje ensamblador para inicializar el PIA MC6821 de Motorola, de manera que lea ocho bits de datos del puerto A.



Capítulo veintiuno

Controladores lógicos programables

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Describir la estructura básica de los PLC y su operación.
- Desarrollar programas de escalera para un PLC que involucran funciones lógicas, cierre, relevadores internos y secuenciación.
- Desarrollar programas que involucran temporizadores, contadores, registros de cambio, relevadores maestros, saltos y manejo de datos.

21.1

Controladores lógicos programables

Un controlador lógico programable (PLC) es un dispositivo electrónico digital que usa una memoria programable para guardar instrucciones y llevar a cabo funciones lógicas, de secuencia, de sincronización, de conteo y aritméticas para controlar máquinas y procesos y diseñado específicamente para programarse con facilidad. Este tipo de procesadores se denomina *lógico* debido a que la programación tiene que ver principalmente con la ejecución de operaciones lógicas y de comutación. Los dispositivos de entrada (como interruptores) y los dispositivos de salida (como motores) que están bajo control se conectan al PLC, y después el controlador monitorea las entradas y salidas de acuerdo con el programa almacenado por el operador en el PLC con el que controla máquinas o procesos. En un principio, el propósito de estos controladores fue sustituir la conexión física de relevadores (como en la Figura 9.2) de los sistemas de control lógicos y de sincronización. Los PLC tienen la gran ventaja de que permiten modificar un sistema de control sin tener que volver a alambrar las conexiones de los dispositivos de entrada y salida; basta con que el operador digite en un teclado las instrucciones correspondientes. También estos controladores son más rápidos que los sistemas a base de relevadores. El resultado es un sistema flexible que se puede usar para controlar sistemas muy diversos en su naturaleza y su complejidad. Tales sistemas se usan ampliamente para la implementación de funciones lógicas de control debido a que son fáciles de usar y programar.

Los PLC son similares a las computadoras, pero tienen características específicas que permiten su empleo como controladores. Estas características son:

1. Son robustos y están diseñados para resistir vibraciones, temperatura, humedad y ruido.
2. La interfaz para las entradas y las salidas está dentro del controlador.
3. Es muy fácil programarlos.

21.2

Estructura básica del PLC

La Figura 21.1 muestra la estructura interna básica de un PLC que, en esencia, consiste en una unidad central de procesamiento (CPU), memoria y circuitos de entrada/salida. La CPU controla y procesa todas las operaciones dentro

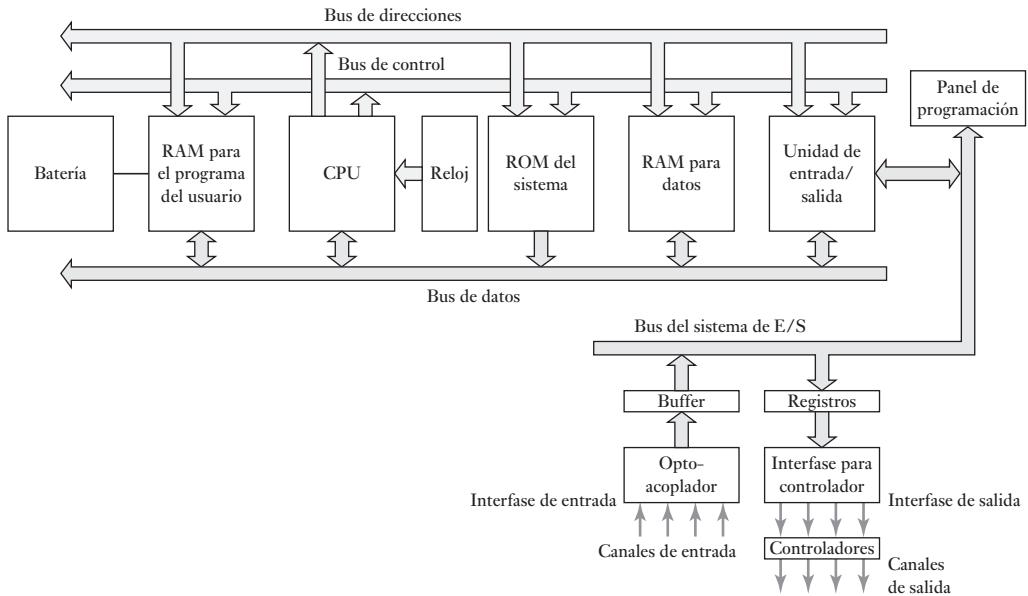


Figura 21.1 Arquitectura de un PLC.

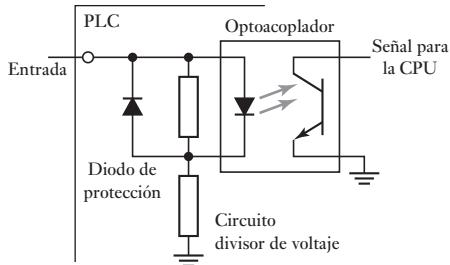
del PLC. Cuenta con un temporizador cuya frecuencia típica es entre 1 y 8 MHz. Esta frecuencia determina la velocidad de operación del PLC y es la fuente de temporización y sincronización de todos los elementos del sistema. Un sistema de buses lleva información y datos desde y hacia la CPU, la memoria y las unidades de entrada/salida. Los elementos de la memoria son: una ROM para guardar en forma permanente la información del sistema operativo y datos corregidos; una RAM para el programa del usuario y memoria buffer temporal para los canales de entrada/salida.

21.2.1 Entrada/salida

La unidad de entrada/salida es la interfaz entre el sistema y el mundo externo y donde el procesador recibe información desde dispositivos externos y comunica información a dispositivos externos. Las interfaces de entrada/salida ofrecen aislamiento y funciones de acondicionamiento de señal de manera que esos sensores y actuadores a menudo pueden conectarse directamente a ellos sin necesitar otro circuito. Las entradas pueden estar desde interruptores límite que se activan al presentarse algún evento, u otros sensores como sensores de temperatura o sensores de flujo. Las salidas pueden servir para activar las bobinas de arranque, válvulas solenoides, etc., de un motor. El aislamiento eléctrico del mundo externo por lo general es por medio de optoaisladores (vea la sección 3.3).

La Figura 21.2 muestra la forma básica de un canal de entrada. La señal digital que por lo general es compatible con el microprocesador en el PLC es de 5 V de c.d. Sin embargo, el acondicionamiento de señal en el canal de entrada, con aislamiento, permite un rango amplio de señales de entrada para suministrarlo. Por lo tanto, con un PLC más grande se podrían tener voltajes de entrada posibles de 5 V, 24 V, 110 V y 240 V. Un PLC pequeño es probable que tenga sólo una forma de entrada, por ejemplo, 24 V.

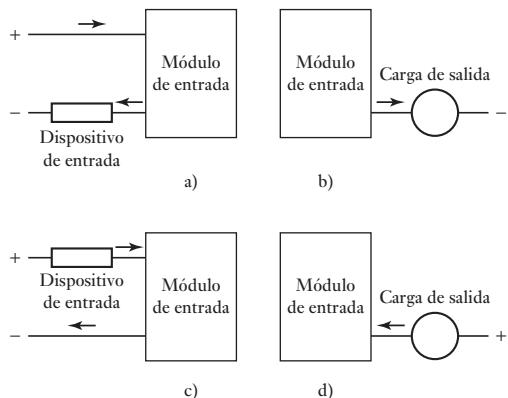
La salida para la salida de la unidad será digital con un nivel de 5 V. Las salidas se especifican como tipo de relevador, tipo transistor o tipo triac. Con el tipo de

Figura 21.2 Canal de entrada.

relevador, la señal desde la salida del PLC se usa internamente para operar un relevador y así poder cambiar las corrientes a unos pocos amperes en un circuito externo. El relevador aísla el PLC del circuito externo y se puede utilizar para commutar corriente c.d. a c.a. Sin embargo, los relevadores son relativamente lentos de operar. El tipo transistor de salida utiliza un transistor para cambiar la corriente en el circuito externo. Esto provoca una acción de cambio más rápido. Los optoaisladores se usan con interruptores de transistor para provocar un aislamiento entre el circuito externo y el PLC. La salida del transistor es sólo para cambio de c.d. Las salidas triac se pueden utilizar para controlar cargas externas conectadas al suministro de poder de c.a. Los optoaisladores otra vez se utilizan para proveer aislamiento. Así que se pueden tener salidas desde el canal de salida que puede ser una señal de cambio de 24 V, 100 mA, un voltaje de c.d. de 110 V, 1 A o tal vez 240 V, 1 A de c.a., o 240 V, 2 A de c.a., desde un canal de salida triac. Con un PLC pequeño, todas las salidas serían de un tipo, 240 V c.a., 1 A. Sin embargo, con los PLC modulares, un rango de salidas se pueden acomodar al seleccionar los módulos a usar.

Los términos **sourcing** (**suministro de corriente**) y **sinking** (**drenado de corriente**) se utilizan para describir la forma en la que los dispositivos de c.d. están conectados a un PLC. Se utiliza el término *sourcing* con el flujo de corriente convencional que va de positivo a negativo, un dispositivo de entrada recibe la corriente desde el módulo de entrada (Figura 21.3a)). Si la corriente fluye desde el módulo de salida a una carga de salida, entonces al módulo de salida se le denomina *sourcing* (Figura 21.3b)). Hay *sinking* cuando un dispositivo de entrada suministra corriente al módulo de entrada (Figura 21.3c)). Si la corriente fluye hacia el módulo de salida desde una carga de salida, entonces al módulo de salida se le llama *sinking* (Figura 21.3d)).

La unidad de entrada/salida provee la interfaz entre el sistema y el mundo externo, lo que permite que las conexiones se hagan a través de canales de entrada y salida para dispositivos de entrada como sensores y dispositivos de salida como motores y solenoides. Es también a través de la unidad de entrada/

Figura 21.3 a), b) *sourcing* (suministro de corriente), c), d) *sinking* (drenado de corriente).

salida que los programas entran desde un panel de programa. Cada punto de entrada/salida tiene una dirección única que se puede usar por medio de la CPU. Es como una hilera de casas en una calle: el número 10 puede ser la ‘casa’ para usarse para una entrada desde un sensor particular, mientras que el número ‘45’ puede ser la ‘casa’ que se use para la salida de un motor en particular.

21.2.2 Programas de entrada

Los programas se introducen dentro de la unidad de entrada/salida desde pequeños dispositivos programados a mano, consolas de escritorio con una unidad de visualización (VDU), el teclado y el visualizador de pantalla o por medio de un enlace con una computadora personal (PC) que se carga con un paquete de software apropiado. Sólo cuando el programa se ha diseñado en el dispositivo de programación y está listo, se transfiere a la unidad de memoria del PLC.

El usuario puede cambiar los programas en RAM. Sin embargo, para evitar la pérdida de estos programas cuando el suministro de poder se apaga, es probable que se emplee una batería en el PLC para mantener los contenidos del RAM durante un tiempo. Una vez desarrollado un programa en RAM puede ser cargado dentro de un chip EPROM y volverlo permanente. Las especificaciones para los PLC pequeños a menudo detallan el tamaño de la memoria del programa en términos de pasos de programas que pueden almacenarse. Un paso de programa es una instrucción para que ocurra algún evento. Una tarea de programa puede consistir en un número de pasos y puede ser, por ejemplo: examinar el estado de un interruptor A, examinar el estado del interruptor B, si A y B están cerrados, entonces energizan la válvula solenoide P que pueden dar como resultado la operación de algún actuador. Cuando esto sucede se inicia otra tarea. Es común que el número de pasos que un PLC pequeño pueda manejar sea de 300 a 1000, lo cual es por lo general adecuado para la mayoría de las situaciones de control.

21.2.3 Formas de PLC

En 1968 se concibieron los PLC. Hoy en día se usan ampliamente y se extienden desde unidades pequeñas de contenido autónomo, es decir, cajas sencillas, para usarse con tal vez en 20 entradas/salidas digitales para sistemas de montaje rack que pueden servir a una gran cantidad de entradas/salidas, manejar entradas/salidas digitales, y también acarrear modos de control PID. El tipo de caja sencilla a menudo se usa para controladores programables pequeños y está provisto como un paquete compacto integral completo con suministro de potencia, procesador, memoria y unidades de entrada/salida. Es común que estos PLC puedan tener 6, 8, 12 o 24 entradas y 4, 8 o 16 salidas y una memoria que puede almacenar de 300 a 1000 instrucciones. Por ejemplo, el MELSEC FX3U cuenta con modelos que pueden tener 6, 8, 12 o 24 entradas y 4, 8 o 16 salidas de relevadores y una memoria que puede almacenar de 300 a 1000 instrucciones. Algunos sistemas son capaces de extenderse para arreglarselas con más entradas y salidas al enlazar cajas de entrada/salida a éstos.

Es probable que los sistemas con mayores cantidades de entradas y salidas sean modulares y que estén diseñados para encajar en los racks, los cuales consisten en módulos separados para el suministro de potencia, el procesador, la entrada/salida, etc., y están montados en carrioles dentro de un gabinete de metal. El tipo rack se puede utilizar en todos los tamaños de los controladores programables y tiene varias unidades funcionales empacadas en módulos individuales que pueden conectarse en enchufes en una base de rack. El usuario decide de la mezcla de módulos que requiere para un propósito en particular y las

apropiadas que se conectan al rack. De manera que el número de conexiones entrada/salida aumentan con tan sólo agregar más módulos de entrada/salida. Por ejemplo, el PLC SIMATIC S7-300/400 se monta en rack con componentes para el suministro de potencia, la CPU, los módulos de interfaz de entrada/salida, los módulos de señal que se pueden usar para proveer acondicionamiento de señal para entradas o salidas y los módulos de comunicación que se pueden emplear para conectar los PLC entre cada uno o en otros sistemas.

Otro ejemplo de un sistema modular es el sistema controlador lógico programable SLC-500 provisto por Allen-Bradley. Es un modular pequeño, de chasis, de la familia de controladores programables que cuenta con selecciones de procesador múltiple, numerosas opciones de alimentación de potencia y una capacidad extensiva de I/O. El SLC 500 facilita la creación de un sistema diseñado específicamente para una aplicación. Los bloques de PLC están montados en un rack, con interconexiones entre los bloques por medio de un bus de la matriz de conectores. El alimentador de potencia del PLC es la caja extrema de un rack en un rack en el que la caja siguiente contiene el microprocesador. El bus de la matriz de conectores tiene conductores de cobre y proporciona los medios para que los bloques ranurados en el rack reciban energía eléctrica y para intercambiar datos entre los módulos y el procesador. Los módulos se deslizan en el rack y encajan conectores en el bus de la matriz de conectores. Los racks de PLC de la serie SLE 500 pueden contener 4, 7, 10 o 13 módulos. Se dispone de módulos que pueden proveer 8 o 16 entradas de drenado de corriente directa; 8, 16 o 32 salidas de suministro de corriente directa; 4, 8 o 16 salidas de relés de corriente directa o de corriente alterna, o módulos de comunicación para permitir comunicaciones adicionales con otras computadoras o PLCs. El software está disponible para programación desde el ambiente de Windows.

21.3

Procesamiento de la entrada/salida

Un PLC continuamente trabaja a través de su programa y lo actualiza como resultado de las señales de entrada. Cada lazo de ese tipo se denomina **ciclo**. Existen dos métodos que pueden utilizarse para el procesamiento de entrada/salida: actualización continua y copiado masivo de entradas/salidas.

21.3.1 Actualización continua

La actualización continua implica el escaneo de la CPU a los canales de entrada como ocurre en las instrucciones del programa. Se examina cada punto de entrada de manera individual y tiene un efecto en el programa determinado. Habrá un retardo integrado, por lo general de 3 ms, cuando se examina cada entrada para asegurar que el microprocesador sólo lee entradas válidas. El retardo permite al microprocesador evitar que se cuente dos veces una señal de entrada, sobre todo si hay un rebote de contacto en un interruptor. Se puede escanear una cantidad de entradas, cada una con un retardo de 3 ms, antes de que el programa reciba la instrucción para que se ejecute la operación lógica y que ocurra una salida. Las salidas se cierran de manera que retengan su estado hasta la siguiente actualización.

21.3.2 Copiado masivo de entradas/salidas

Dado que con la actualización continua se produce un retardo de 3 ms por cada entrada, el tiempo total para revisar cientos de puntos de entrada/salida puede ser comparativamente largo. Para que el programa se ejecute más rápido, un área específica de la RAM se utiliza como memoria intermedia o buffer entre la unidad de lógica de control y la unidad de entrada/salida. Cada entrada/salida tiene una dirección en esta memoria. Al inicio de cada ciclo de programa, la CPU muestrea todas las entradas y copia sus estados en las direcciones de entrada/salida de la RAM. Conforme se ejecuta el programa, se leen los datos

de entrada guardados en la RAM, según se requiera y se ejecutan las operaciones lógicas. Las señales de salida producidas se guardan en la sección reservada para entrada/salida en la RAM. Al término de un ciclo de programa, las salidas se envían de la RAM a los canales de salida. Las salidas quedan retenidas para que conserven su estado hasta la siguiente actualización. La secuencia es:

1. Escanear todas las entradas y copiar dentro de la RAM.
2. Buscar, traer, decodificar y ejecutar todas las instrucciones del programa en secuencia, al copiar las instrucciones de salida a la RAM.
3. Actualizar todas las salidas.
4. Repetir la secuencia.

A un PLC le lleva tiempo terminar un ciclo de entradas de escaneo y actualizar las salidas de acuerdo a las instrucciones del programa y de esta forma las entradas no son vigiladas todo el tiempo sino sólo de manera periódica. Un ciclo de tiempo PLC típico es del orden de 10 a 50 ms y así las entradas y las salidas están actualizadas cada 10 a 50 ms. Esto significa que si una entrada muy breve aparece en el momento equivocado en el ciclo, se podría perder. Así, para un PLC con un tiempo de ciclo de 40 ms, la frecuencia máxima de impulsos digitales que pueden detectarse se dará si un pulso ocurre cada 40 ms. El PLC compacto MELSECFX3U de Mitsubishi tiene un tiempo de ciclo de programa fijo de 0.065 μ s por instrucción lógica y de esta manera cuanto más complejo sea el programa, mayor será el tiempo del ciclo.

21.3.3 Direcciones de E/S

El PLC debe ser capaz de identificar cada entrada y salida en particular y hace esto al asignar direcciones a cada una, al igual que las casas de un lugar tienen direcciones para que se pueda repartir el correo a la familia correcta. Con un PLC pequeño es probable que la dirección sea sólo un número precedido por una letra para indicar si es una salida o una entrada. Por ejemplo, Mitsubishi y Toshiba tienen entradas identificadas como X400, X401, X402, etc., y salidas como Y430, Y431, etc. Con los PLC más grandes que tienen varios racks de canales de entrada y salida y una cantidad de módulos en cada rack, los racks y los módulos están numerados y así se identifica una entrada o salida por el número de rack seguido por el número de módulo en ese rack y luego un número para mostrar su número terminal en el módulo. Por ejemplo, el PCL-5 de Allen-Bradley tiene I:012/03 para indicar una entrada en el rack 01 en el módulo 2 y la terminal 03.

21.4

Programación en escalera o ladder

La forma más común de programación que se usa con los PLC es la **programación en escalera o ladder**, en la que cada tarea de programa se especifica como un escalón de escalera. Este escalón podría especificar que los estados de los interruptores A y B, las entradas, sea examinado y si A y B se cierran,

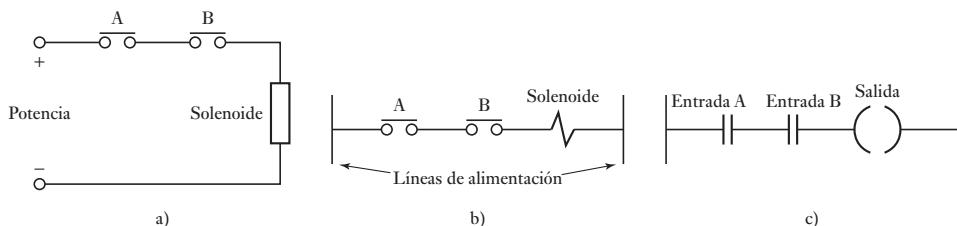


Figura 21.4 a), b) Formas alternativas de diagramar un circuito eléctrico, c) escalón en un programa en escalera.

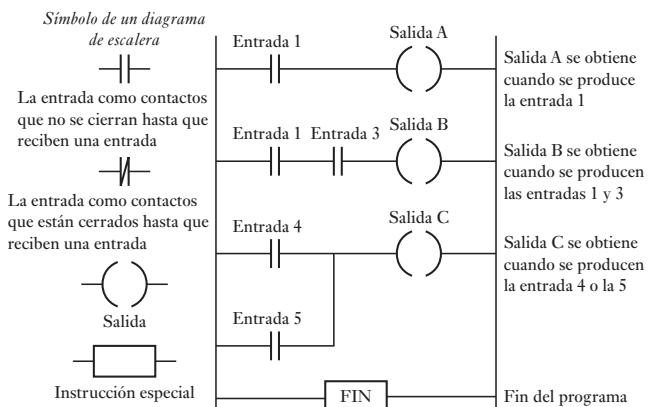
entonces un solenoide, la salida, es energizada. La Figura 21.4 muestra la idea al compararla con un circuito eléctrico.

La secuencia seguida por un PLC cuando lleva a cabo un programa puede resumirse como:

1. Escanear las entradas asociadas con un escalón del programa en escalera.
2. Resolver las operaciones lógicas abarcando esas entradas.
3. Configurar/reiniciar las entradas para el escalón.
4. Moverse al siguiente escalón y repetir las operaciones 1, 2, 3.
5. Moverse en el siguiente escalón y repetir operaciones 1, 2, 3.
6. Moverse en el siguiente escalón y repetir operaciones 1, 2, 3.
7. Y así hasta el fin del programa con cada escalón del programa en escalera escaneada en turno. El PLC luego regresa al principio del programa y comienza otra vez.

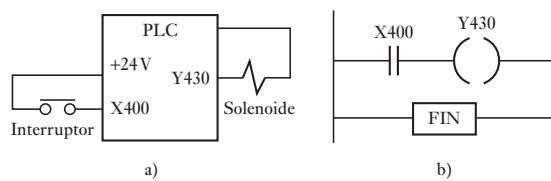
La programación de un PLC basada en **diagramas de escalera** consiste en elaborar un programa de forma similar a como se dibuja un circuito de contactos eléctricos. El diagrama de escalera tiene dos líneas verticales que representan las líneas de alimentación. Los circuitos están conectados como líneas horizontales, es decir, los escalones de la escalera, entre estos dos verticales. La Figura 21.5 muestra los símbolos estándar básicos que se usan y un ejemplo de escalones en un diagrama de escalera. En el diseño de la línea del circuito para un escalón, las entradas siempre deben preceder a las salidas y debe haber al menos una salida en cada línea. Cada escalón debe empezar con una entrada o una serie de entradas y terminar con una salida.

Figura 21.5 Diagrama de escalera.



Para ilustrar cómo se dibuja un diagrama de escalera, considere una situación en donde la salida desde un PLC es energizar un solenoide cuando un interruptor de arranque normalmente abierto, conectado a la entrada, se activa al cerrarlo (Figura 21.6a)). El programa requerido se muestra en la Figura 21.6b). Al comenzar con la entrada, se tiene el símbolo para normalmente abierto || que puede tener dirección de entrada X400. La línea termina en la salida, la solenoide, con el símbolo () y cuya dirección de salida es Y430. Para

Figura 21.6 Interruptor controlando un solenoide.



indicar el fin del programa, se marca el escalón final. Cuando el interruptor se cierra el solenoide se activa. Esto puede, por ejemplo, ser una válvula de solenoide que se abre para permitir que entre el agua a un recipiente.

Otro ejemplo es un control de temperatura encendido/apagado (Figura 21.7a)) en el que la entrada varía de un valor bajo a uno alto cuando el sensor de temperatura alcanza la temperatura establecida. En este momento, la entrada va de encendido a apagado. El sensor de temperatura mostrado en la figura es un termistor en una configuración puente con la salida conectada a un amplificador operacional configurado como comparador (vea la sección 3.2.7). El programa (Figura 21.7b)) muestra la entrada como un contacto normalmente cerrado, produciendo la señal de encendido y la salida. Cuando el contacto se abre se produce la señal de desconexión y la salida se apaga.

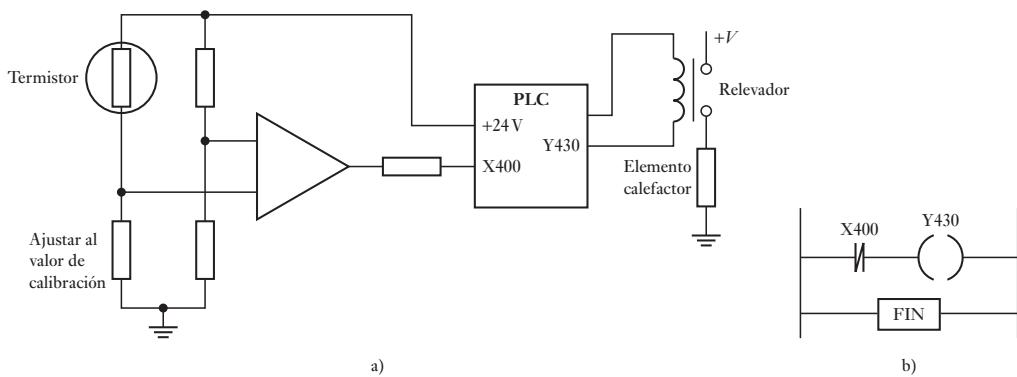


Figura 21.7 Sistema de control de temperatura.

21.4.1 Funciones lógicas

Las funciones lógicas se pueden obtener con una combinación de interruptores (sección 5.2), ahora se verá cómo se pueden escribir programas en escalera para esas combinaciones (Figura 21.8):

1. AND

La Figura 21.8a) muestra una bobina que no se energiza a menos que dos interruptores, en general abiertos, se cierren. Si los interruptores A y B están cerrados, se obtiene la función lógica AND. El diagrama de escalera empieza con | |, que es la entrada identificada como 1 y representa al interruptor A conectado en serie con | |, entrada identificada como 2, la cual representa al interruptor B. La línea termina con () para representar a la salida.

2. OR

La Figura 21.8b) ilustra una bobina que no se energiza hasta que uno de los interruptores A o B, en general abiertos, se cierra, situación que corresponde a una compuerta lógica OR. El diagrama de escalera empieza con | |, denominado entrada 1, que representa al interruptor A, el cual está conectado en paralelo con | |, denominado entrada 2, que representa al interruptor B. La línea termina con (), que representa a la salida.

3. NOR

La Figura 21.8c) muestra cómo representar el diagrama del programa en escalera para una compuerta NOR. Dado que debe haber una salida cuando ni A ni B tengan entrada, entonces cuando existe entrada en A o en B no hay salida, el programa escalera muestra la entrada 1 en serie con la entrada 2, ambas representadas por contactos normalmente cerrados.

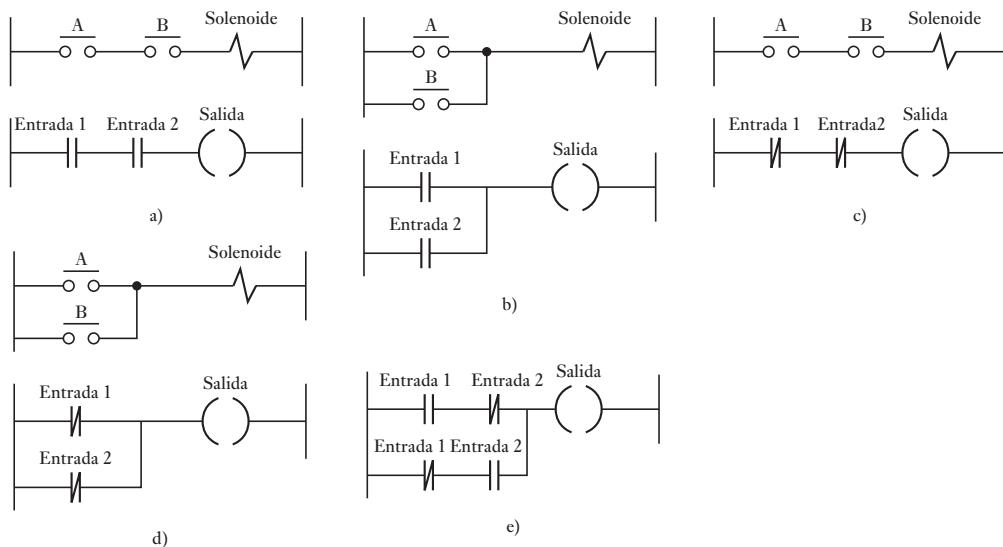


Figura 21.8 a) AND, b)OR, c)NOR, d)NAND, y e)XOR

4. NAND

La Figura 21.8d) muestra una compuerta NAND. No hay salida cuando A y B tienen una entrada. El diagrama del programa en escalera indica que para que haya salida se requiere que no haya entradas en la entrada 1 ni en la 2.

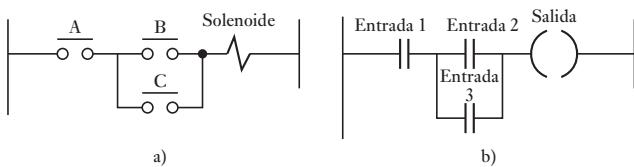
5. EXCLUSIVE-OR (XOR)

La Figura 21.8e) muestra cómo dibujar el diagrama de un programa escalera para una compuerta XOR, donde no hay salida cuando no hay entrada para la entrada 1 ni para la entrada 2 y tampoco cuando hay entrada en la entrada 1 y en la entrada 2. Observe que las entradas están representadas por dos juegos de contactos, uno normalmente abierto y otro normalmente cerrado.

Considere una situación en la que el interruptor A, normalmente abierto, debe activarse junto con uno de los otros interruptores B o C, normalmente abiertos, para activar un solenoide. Esta configuración se representa como la conexión del interruptor A en serie con dos interruptores en paralelo, B y C (Figura 21.9a)). Para energizar la bobina A y B o C deben estar cerrados. El interruptor A, con los interruptores en paralelo produce una situación lógica AND. Los dos interruptores que están en paralelo producen una situación lógica OR. De esta manera, se presenta una combinación de dos compuertas. La tabla de verdad es la siguiente:

Entradas			Salidas
A	B	C	
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

Figura 21.9 Interruptores controlando un solenoide.



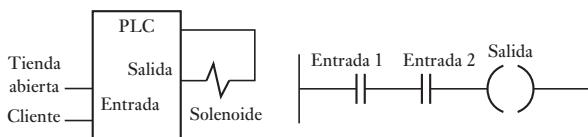
El diagrama de escalera empieza con | identificado como entrada 1 para representar al interruptor A. Éste se conecta en serie con dos | en paralelo, denominados entrada 2 y entrada 3, que representan a los interruptores B y C. La línea termina con () para representar la salida, es decir, la solenoide. La Figura 21.9b) muestra el diagrama.

Un ejemplo sencillo de un programa que usa compuertas lógicas es el siguiente. Suponga que se desea producir una salida al solenoide que controla la válvula con la que se abre la puerta de una tienda cuando el encargado cierra un interruptor para abrir la tienda y cuando un cliente se aproxima a la puerta y es detectado por un sensor que produce una señal. La tabla de verdad de este sistema es:

Interruptor para abrir la tienda	Sensor de cliente aproximándose	Salida del solenoide
Apagado	Apagado	Apagado
Apagado	Encendido	Apagado
Encendido	Apagado	Apagado
Encendido	Encendido	Encendido

La tabla de verdad anterior corresponde a la de una compuerta AND, por lo que el programa para controlar la puerta es el que se muestra en la Figura 21.10.

Figura 21.10 Sistema de la puerta de una tienda.



21.5

Lista de instrucciones

Cada uno de los escalones de un programa en escalera representa una línea del programa y la escalera entera constituye el programa completo en ‘lenguaje en escalera’. El programador puede introducir el programa dentro del PLC con un teclado con símbolos gráficos para los elementos de la escalera, o con una pantalla de computadora y un mouse para seleccionar los símbolos, y el panel del programa o computadora traduce estos símbolos en un lenguaje de máquina que puede almacenarse en la memoria PLC. Existe una forma alternativa de introducir un programa: es traducir el programa en escalera a una **lista de instrucción** y luego ingresarla en el panel de programación o computadora.

Las listas de instrucciones consisten en una serie de instrucciones con cada instrucción en una línea separada. Una instrucción consiste en un operador seguido por uno o más operandos, es decir, los sujetos del operador. En términos de programas en escalera, a cada operador en un programa se le puede considerar como un elemento de escalera. Así se podría tener el equivalente de una entrada a un programa en escalera:

LD A (*Entrada de carga A*)

Tabla 21.1 Instrucciones de códigos mnemónicos.

IEC 1131-3	Mitsubishi	OMRON	Siemens	Operación	Diagrama de escalera
LD	LD	LD	A	Operando de carga dentro del registro de resultado	Empezar un escalón con contactos abiertos
LDN	LDI	LD NOT	AN	Operando negativo de carga dentro del registro de resultado	Empezar un escalón con contactos cerrados
AND	AND	AND	A	AND booleana	Un elemento en serie con contactos abiertos
ANDN	ANI	AND NOT	AN	AND booleana con operando negativo	Un elemento en serie con contactos cerrados
OR	OR	OR	O	OR booleana	Un elemento en paralelo con contactos abiertos
ORN	ORI	OR NOT	ON	OR booleana con operando negativo	Un elemento en paralelo con contactos cerrados
ST	OUT	OUT	=	Almacenar el registro resultante dentro del operando	Una salida desde un escalón

El operador es LD para carga, el operando A como el sujeto cargado y las palabras precedidas y concluidas por * entre paréntesis son comentarios que explican cuál es la operación y no forman parte de las instrucciones de la operación del programa para el PLC, sino para ayudar al lector a comprender de qué trata el programa.

Los códigos mnemónicos que los diferentes fabricantes de PLC usan son distintos pero se ha propuesto un estándar internacional (IEC 1131-3) que se usa bastante. En la Tabla 21.1 se muestran los mnemónicos comunes principales. En los ejemplos que se presentan en el resto de este capítulo, donde no se utilizan descripciones generales, los mnemónicos Mitsubishi se usarán. Sin embargo, los que otros fabricantes utilizan no son muy distintos de éstos y los principios de su uso son los mismos.

21.5.1 Lista de instrucciones y funciones lógicas

Lo siguiente muestra cómo se introducen los escalones individuales en una escalera cuando se usan los mnemónicos Mitsubishi en donde se involucran funciones lógicas (Figura 21.11).

21.5.2 Lista de instrucciones y ramificaciones

La compuerta EXCLUSIVE-OR (XOR) muestra en la Figura 21.12 que tiene dos brazos paralelos con una situación AND en cada brazo. En esa situación Mitsubishi (Figura 21.12a)) utiliza una instrucción ORB para indicar ‘ramificaciones paralelas juntas OR’. La primera instrucción es para un par de contactos abiertos X400 de manera normal, la siguiente instrucción es para fijar contactos cerrados X401 de manera normal, por consiguiente ANI X401. La tercera instrucción describe una nueva línea, y es reconocida como una nueva

Figura 21.11 a) AND, b) OR,
c) NOR, d) NAND.

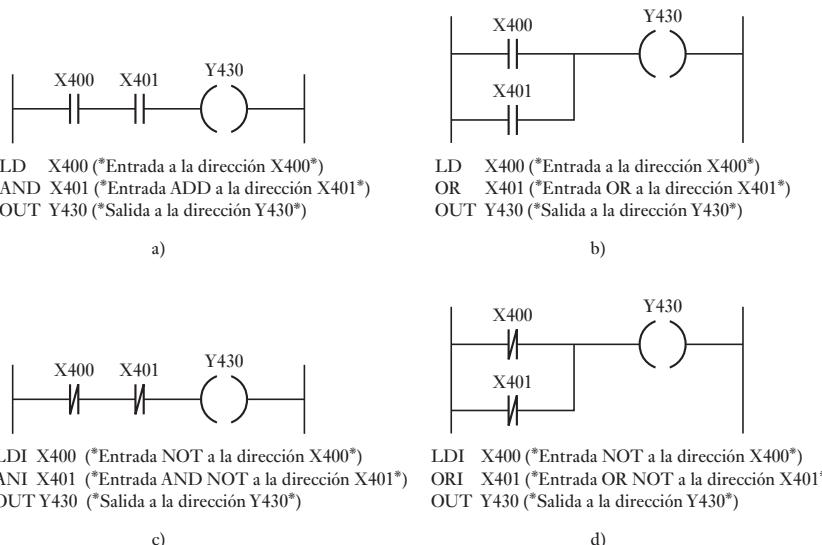
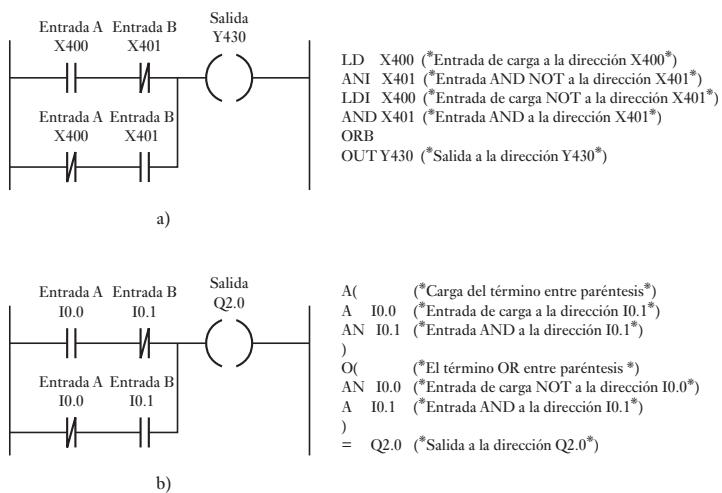


Figura 21.12 XOR.



porque comienza con LD1, todas las líneas nuevas empiezan con LD o LD1, ya que la primera línea no ha sido terminada para una salida, el PLC reconoce que la línea paralela tiene que ver con la segunda línea y lee juntos los elementos listados hasta que se alcance la instrucción ORB. ORB indica al PLC que los resultados de OR de la primera y segunda instrucción con el de la nueva ramificación con la tercera y cuarta instrucciones. La lista concluye con la salida OUT Y430. La Figura 21.12b) muestra la versión de Siemens de la compuerta XOR. Se utilizan los paréntesis para indicar que ciertas instrucciones se ejecutan como un bloque y se usan de la misma manera que los paréntesis en cualquier ecuación matemática. Por ejemplo, $(1 + 2)/4$ significa que 1 y 2 deben sumarse antes de dividirlos entre 4. De esta manera, con la lista de instrucción Siemens la A (significa que la instrucción de carga A sólo se aplica después de que los pasos entre paréntesis se terminen) se alcanza. El estándar IEC 1131-3 para esta programación es utilizar los paréntesis en la manera en la que están utilizados en el ejemplo de Siemens.

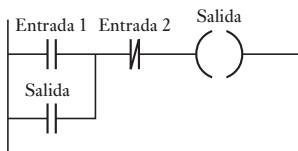
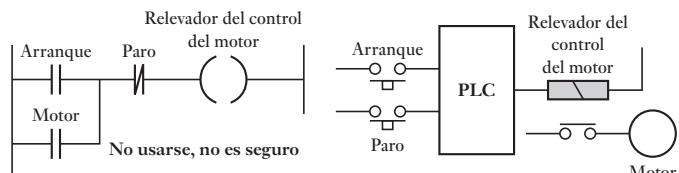
21.6**Enclavamiento
y relevadores
internos**

Figura 21.13 Circuito de enclavamiento.

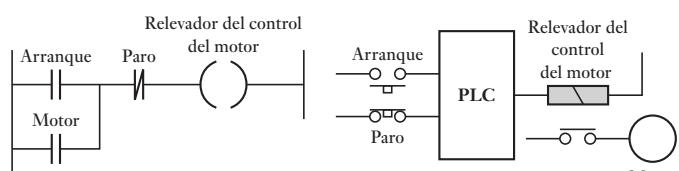
A menudo hay situaciones donde es necesario mantener una bobina energizada, aun cuando la entrada que proporciona la energía ya no existe. El término **círculo de enclavamiento** se usa para el circuito que lleva a cabo esa operación. Es un circuito de automantenimiento, ya que después de ser energizado, mantiene ese estado hasta que recibe otra entrada y recuerda su último estado. En la Figura 21.13 se muestra un ejemplo de un circuito de enclavamiento. Cuando la entrada 1 se energiza y se cierra, se produce una salida. Sin embargo, cuando hay una salida, el contacto asociado a ella se energiza y se cierra. Estos contactos aplican el operador OR a los contactos de la entrada 1. Por lo tanto, aun cuando los contactos de entrada 1 se abren, el circuito mantendrá energizada la salida. La única forma de liberar la salida es accionar el contacto de la entrada 2 el cual es normalmente cerrado.

Como ejemplo del uso de un circuito de enclavamiento, suponga que se requiere controlar un motor con un PLC de manera que cuando el botón de la señal de arranque se presiona por unos instantes el motor arranca y cuando se usa el interruptor de paro el motor se apaga. La seguridad debe ser una prioridad en el diseño de un sistema PLC, de manera que los botones de paro deben estar cableados y no depender del software PLC para implementaciones, de manera que si hay una falla del interruptor de paro o PLC, el sistema es automáticamente seguro. Con un sistema PLC, se puede suministrar una señal de paro mediante un interruptor como se muestra en la Figura 21.14a). Para comenzar se cierra momentáneamente el interruptor de inicio del botón de presión y el relevador de control interno del motor retiene (enclava) este cierre y la salida permanece encendida. Para detener se abre momentáneamente el interruptor de paro y esto desactiva el enclavamiento del interruptor de inicio. Sin embargo, si no se puede operar el interruptor de paro, entonces no se puede detener el sistema. Por lo tanto, este sistema *no* debe usarse puesto que no es seguro, porque si hay una falla y el interruptor no puede operarse, luego ninguna señal de paro puede ser emitida. Lo que se requiere es un sistema que se detendrá aun si se presenta una falla en el interruptor de paro. La Figura 21.14b) muestra un sistema así. El programa tiene ahora el interruptor de paro como contactos abiertos. Sin embargo, puesto que el interruptor de paro cableado tiene contactos por lo normal cerrados, el programa recibe la señal para cerrar los contactos del programa. Al presionar el interruptor de paro se abren los contactos del programa y detiene el sistema.

Figura 21.14 Sistema de paro:
a) no seguro, b) seguro.

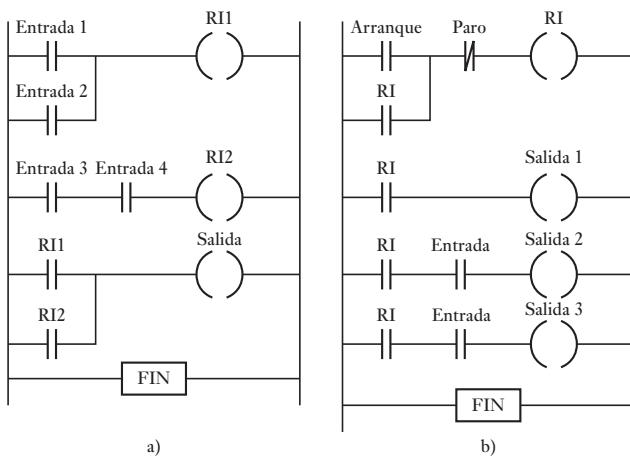


a)



b)

Figura 21.15 a) Salida controlada por dos condiciones de entrada, b) activación de varias salidas.



21.6.1 Relevadores internos

El término **relevador interno**, **relevador auxiliar** o **marcador** se refieren a todo lo que se puede considerar un relevador interno del PLC. Éstos se comportan como relevadores con sus respectivos contactos, pero en realidad no son relevadores verdaderos sino simulaciones del software del PLC. Algunos tienen respaldo de baterías que se pueden utilizar en circuitos para garantizar la seguridad en el corte de energía en una planta cuando hay una interrupción del suministro eléctrico. Los relevadores internos pueden ser muy útiles en la implementación de secuencias de interrupción.

A menudo se emplean los relevadores internos cuando hay programas con muchas condiciones de entrada. Considere la situación en donde la excitación de una salida depende de dos condiciones de entrada diferentes. La Figura 21.15a) muestra cómo se puede trazar un diagrama de escalera con relevadores internos. El primer escalón muestra una condición de entrada para controlar la bobina del relevador interno RI1. El segundo escalón muestra la otra condición de entrada que controla la bobina del relevador interno RI2. Los contactos de los dos relevadores se comportan como compuerta OR para controlar la salida.

Otro uso de los relevadores internos es para la activación de varias salidas. La Figura 21.15b) muestra un programa en escalera de este tipo. Al cerrarse el contacto de arranque, el relevador interno se activa y retiene la entrada. También activa la salida 1 y permite la activación de las salidas 2 y 3.

Otro ejemplo del uso de los relevadores internos es desactivar un enclavamiento. La Figura 21.16 muestra el diagrama de escalera. Cuando el contacto de la entrada 1 se oprime por un momento, la salida se energiza. El contacto de la salida se cierra y la salida se autosostiene, es decir, se mantiene a sí misma, aun cuando el contacto de la entrada ya no esté cerrado. Para eliminar el enclave sostenido de la salida basta que se abra el contacto del relevador interno, lo cual ocurre si la entrada 2 se cierra y activa la bobina del relevador interno.

En la Figura 21.17 se muestra un ejemplo del uso de un relevador interno con batería de respaldo. Cuando los contactos de la entrada 1 se cierran, se energiza la bobina del relevador interno de la batería de respaldo, lo que cierra el contacto del relevador interno y de esta manera, aún si el contacto de la entrada se abre como resultado de falla en el suministro eléctrico, el contacto del relevador interno permanecerá cerrado, lo que significa que la salida controlada por el relevador interno sigue energizado, aún cuando haya falla en el suministro eléctrico.

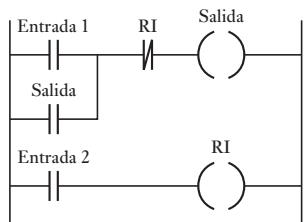


Figura 21.16 Desactivación de un enclavamiento.

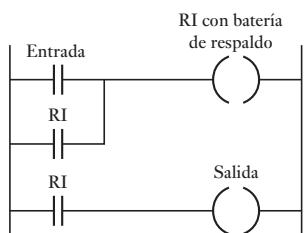


Figura 21.17 Restablecimiento de un enclave.

21.7**Secuenciación**

Con frecuencia se presentan dos situaciones de control que requieren secuencias de salidas, con la conmutación de una a otra salida controlada por sensores. Suponga que se requiere un programa en escalera para un sistema neumático (Figura 21.18) en el cual se controlan dos cilindros biestables, A y B, mediante válvulas de doble solenoide; en este caso se usan los sensores de inicio y fin de carrera a-, a+, b- y b+ para detectar los límites del movimiento del vástago de los pistones; se requiere una secuencia de activación de los cilindros correspondiente a A+, B+, A- y B-. En la Figura A se muestra un programa posible. Se ha incluido una entrada de interruptor de inicio en el primer escalón. De esta manera una extensión de cilindro para A, es decir, el solenoide A+ energizado, sólo ocurre cuando el interruptor de inicio y el interruptor b- se cierran, este interruptor indica que el cilindro B está retraído. Cuando el cilindro A se extiende, el interruptor a+, que indica la extensión de A, se activa. Esto produce una salida que se envía al solenoide B+ y como resultado B se extiende. Esto cierra el interruptor que indica la extensión de B, es decir del interruptor b+, y guía a la salida al solenoide A- y la retracción del cilindro A. Esta retracción cierra el interruptor límite a- y así da salida al solenoide B- que da como resultado la retracción B. Esto concluye el ciclo del programa y de nuevo conduce al primer escalón, que espera el cierre del interruptor de inicio antes que se repita el ciclo.

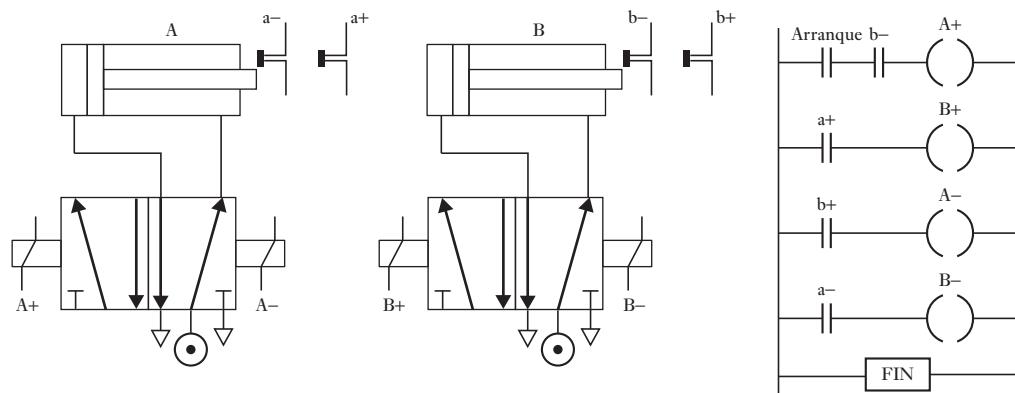


Figura 21.18 Secuenciación de un cilindro.

Como un ejemplo más, considere el problema de hacer un programa en escalera para controlar un sistema neumático con válvulas controladas por doble solenoide y dos cilindros A y B si los interruptores límite a-, a+, b- y b+ se utilizan para detectar los límites de movimiento del vástago en los cilindros y la secuencia requerida es para el vástago en A para extender, seguido del vástago en la extensión B, luego el pistón en repliegue B y finalmente el ciclo acaba por el repliegue del pistón A. Un relevador interno se puede utilizar para intercambiar entre grupos de salidas para dar la forma de control para los cilindros neumáticos, denominado **control en cascada** (vea la sección 7.5). La Figura 21.19 muestra un programa posible. Al cerrarse el interruptor de inicio, se activa el relevador interno, lo que energiza el solenoide A+ con el resultado de que el pistón en el cilindro A se extiende. Al extenderse éste cierra el interruptor límite a+ y el pistón en el cilindro B se extiende, luego al extenderse se cierra el interruptor límite b+, lo cual activa el relevador. Como resultado, el solenoide B- se energiza y el pistón en B se repliega. Al cerrarse el interruptor límite b-, el solenoide A- se energiza y el pistón en el cilindro A se repliega.

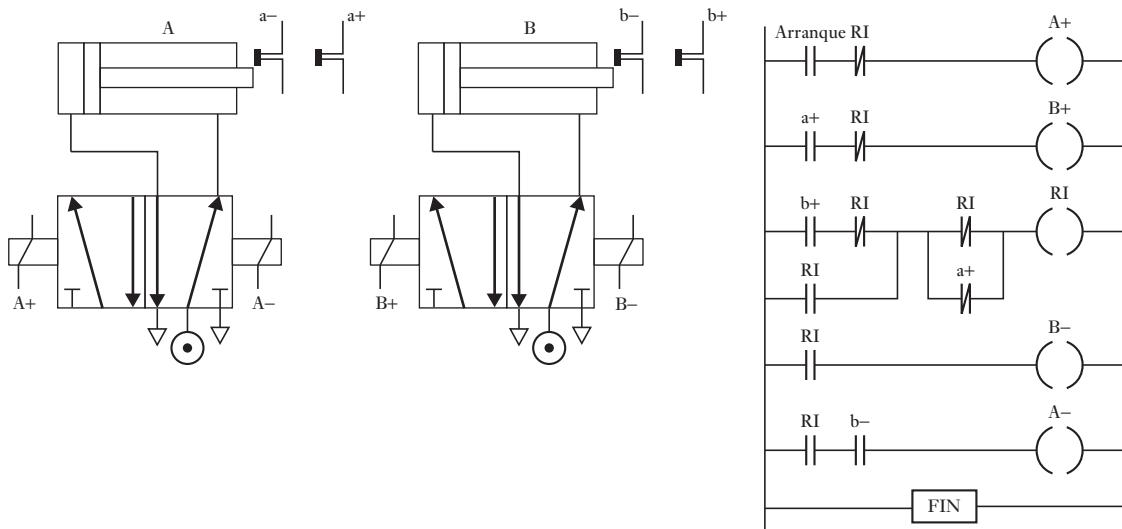


Figura 21.19 Puesta en secuencia de un pistón.

21.8 Temporizadores y contadores

En secciones anteriores de este capítulo se mencionaron tareas que requieren conexiones en serie y en paralelo de los contactos de entrada. Sin embargo, existen tareas en las que se requieren retardos y conteo de eventos. Para estos casos, pueden emplearse algunos dispositivos PLC con estas características, los cuales se controlan mediante instrucciones lógicas y se pueden representar en diagramas de escalera.

21.8.1 Temporizadores

Un enfoque común de los fabricantes de PLC es considerar a los temporizadores como relevadores con bobinas, que cuando se energizan cierran o abren los contactos después de algún tiempo preestablecido. Entonces el temporizador es tratado como salida para un escalón con el control ejerciendo sobre los pares de contactos en otro lado (Figura 21.20a)). Otros fabricantes consideran al temporizador como un bloque de retardo en un escalón cuyas señales de retardo en él alcanzan la salida (Figura 21.20b)).

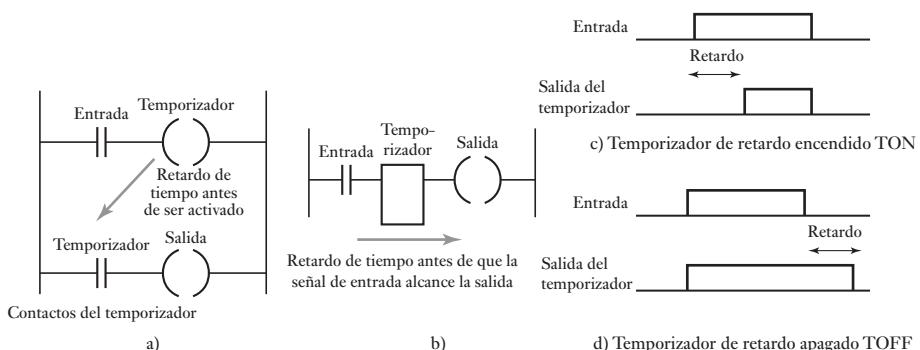


Figura 21.20 a), b) Temporizador de retardo encendido, c) temporizador con retardo encendido, d) temporizador con retardo apagado.

Figura 21.21 Secuencias programadas.

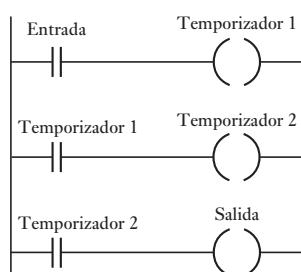
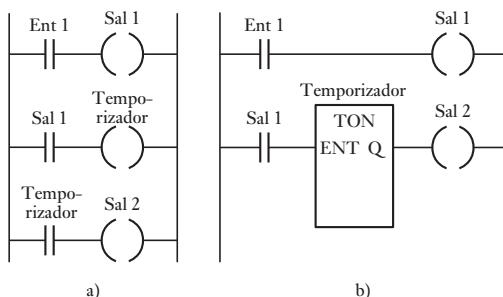


Figura 21.22 Temporizadores en cascada.

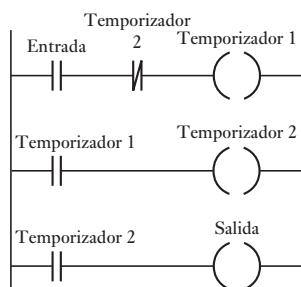


Figura 21.23 Temporizador cíclico de apagado/encendido.

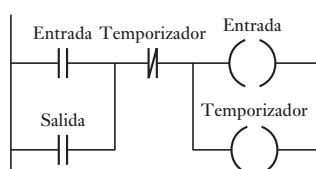


Figura 21.24 Temporizador de retardo a la desactivación.

Los PLC por lo general están provistos con sólo un temporizador de retardo (TON), es posible que los PLC pequeños contengan solamente de este tipo. Este temporizador espera para un periodo de retardo fijo antes de encenderse (Figura 21.20c)), por ejemplo, un periodo que puede establecerse entre 0.1 y 999 s en pasos de 0.1 s. Otros rangos de retardo de tiempo y pasos son posibles.

Como ejemplo del uso de un temporizador por secuenciación, considere el diagrama de escalera en la Figura 21.21a) o b). Cuando la entrada Ent 1 está encendida, la salida Sal 1 está apagada. Después los contactos asociados con la salida inician el temporizador. Los contactos del temporizador se cerrarán una vez preestablecido el retardo. Cuando esto sucede, la salida Sal 2 se enciende.

Los temporizadores pueden unirse o hacer una **conexión de enlace en cascada**, para dar retardos más largos posibles con sólo un temporizador como se muestra en la Figura 21.22. Al cerrarse los contactos de entrada, el temporizador Tempo 1 inicia. Después de su retardo, sus contactos se cierran y el temporizador Tempo 2 inicia. Después de su retardo, sus contactos se cierran y hay una salida.

La Figura 21.23 muestra un programa que se puede utilizar para inducir una salida para encenderse y apagarse por 0.5 s sucesivamente. Cuando el contacto de entrada se cierra, el temporizador Tempo 1 inicia y enciende después de 0.5 s, que es el tiempo en el que fue preestablecido. Después de este tiempo, el contacto del temporizador Tempo 1 se cierra e inicia el temporizador Tempo 2, que se enciende después de 0.5 s, su tiempo preestablecido, abre su contacto y da como resultado que el temporizador Tempo 1 se apague y que su contacto se abra y se apague el temporizador Tempo 2. Luego éste cierra su contacto y se inicia el ciclo entero una vez más. El resultado es que los contactos del temporizador para el temporizador Tempo 1 están encendidos por 0.5 s, luego se apagan por 0.5 s, se encienden por 0.5 s, y así sucesivamente. De esta manera, la salida está encendida por 0.5 s, luego se apaga por 0.5 s, se enciende por 0.5 s, y así de manera sucesiva.

La Figura 21.24 muestra un temporizador de retardo a la desactivación, es decir, un temporizador que interrumpe la energía alimentada por una salida en cuanto transcurre el tiempo de retardo. Cuando el contacto de entrada se cierra por un momento, se entrega energía en la salida y se activa el temporizador. Los contactos de salida retienen el valor de la entrada y mantienen activa la salida. Una vez preestablecido el tiempo del temporizador, éste se activa, abre el circuito de enclavamiento y apaga la salida.

21.8.2 Contadores

Los contadores se utilizan cuando es necesario contar las veces que se acciona un contacto. Por ejemplo, cuando los artículos que transporta una banda se depositan en una caja y cuando el siguiente artículo se debe depositar en otra

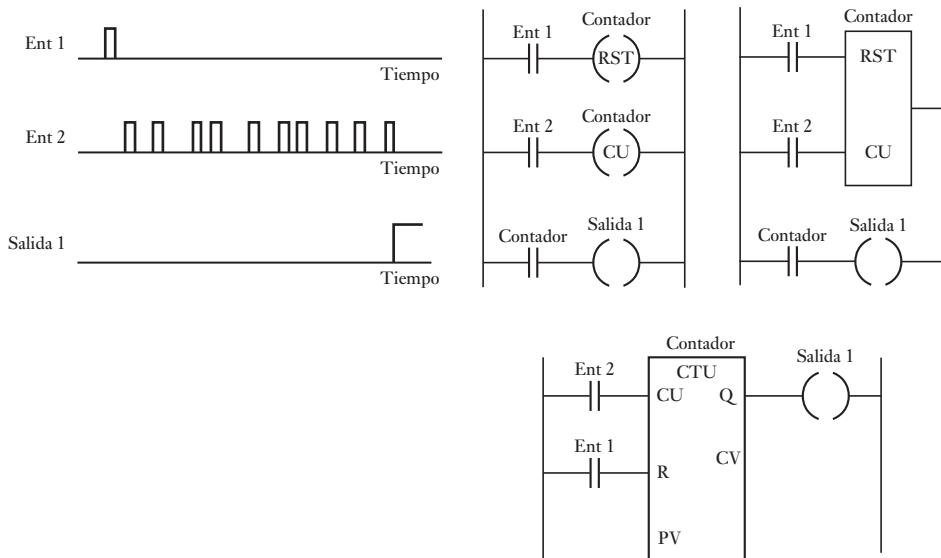


Figura 21.25 Entradas y salida para un contador y varias formas de representar el mismo programa.

caja. Los circuitos adecuados para contar son una característica interna de los PLC. En la mayoría de los casos, el contador funciona como un **contador regresivo**. Es decir, el contador va disminuyendo su valor a partir de un valor preestablecido, hasta cero; los eventos se restan de un valor inicial. Cuando llega a cero, el contacto del contador cambia de estado. En un **contador progresivo**, el conteo aumenta hasta un valor predeterminado; es decir, los eventos se suman hasta llegar al valor deseado. Cuando se alcanza, el contacto del contador cambia de estado.

Los diferentes fabricantes de PLC manejan los contadores en diferentes maneras. Algunos consideran que el contador consiste de dos elementos básicos: una bobina de salida para contar los pulsos de entrada y uno para reiniciar el contador, los respectivos contactos del contador se usan en otros escalones, por ejemplo, Mitsubishi y Allen-Bradley. Otros fabricantes tratan al contador como un bloque intermedio en un escalón desde el cual las señales se emiten cuando el contador es alcanzado, por ejemplo, Siemens. La Figura 21.25 muestra un programa básico de conteo. Cuando hay un pulso de entrada para la entrada Ent 1, el contador se reinicia. Cuando hay una entrada para la entrada Ent 2, el contador inicia su conteo. Si el contador está configurado por ejemplo, a 10 pulsos, cuando se hayan recibido 10 entradas de pulsos en la entrada Ent 2, los contactos del contador se cerrarán y se producirá una salida desde Sal 1. Si en algún momento del conteo hay una entrada en Ent 1, el contador se reinicia y empieza otra vez desde el principio para iniciar el conteo a 10.

Para exemplificar el uso de un contador, suponga que se requiere controlar una máquina para que transporte 6 artículos en una dirección para empacarlos en una caja y luego 12 artículos en otra dirección para empacarlos en otra caja. La Figura 21.26 muestra el programa que consta de dos contadores predefinidos, uno para contar hasta 6 y el otro hasta 12. La entrada 1 cierra por un momento sus contactos para iniciar el ciclo de conteo, con lo que se restablecen ambos contadores. Los contactos de la entrada 2 se activan mediante un microinterruptor que se acciona cada vez que un artículo pasa por la unión de

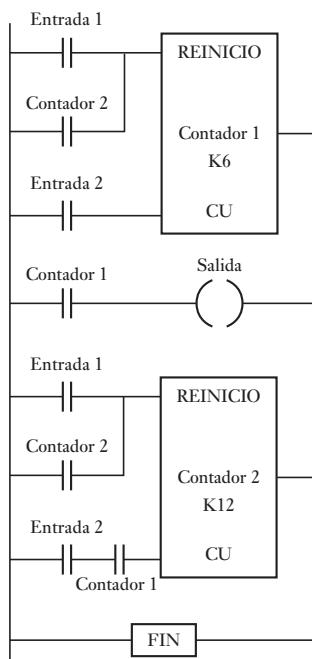


Figura 21.26 Contador.

las dos trayectorias. El contador 1 cuenta hasta 6 artículos y cierra su contacto que activa la salida, que puede ser un solenoide que acciona una tapa móvil mediante la cual se cierra una trayectoria y se abre otra. El contador 1 también tiene contactos que al cerrarse activan el contador 2 para iniciar el conteo. Una vez que el contador 2 cuenta 12 artículos, reinicia los contadores y abre los contactos del contador 1, se desactiva la salida y los artículos dejan de enviarse a la caja que contiene los 12 artículos.

21.9

Registros de corrimiento

Varios relevadores internos se agrupan para formar un registro que sirve como área de memoria de una secuencia de bits en serie. Un registro de 4 bits se formaría utilizando cuatro registros internos, uno de 8 bits usando ocho. Se utiliza el término **registro de corrimiento**, porque los bits se recorren una posición cuando llega una entrada al registro. Por ejemplo, en un registro de 8 bits, al principio la configuración es:

1	0	1	1	0	1	0	1
---	---	---	---	---	---	---	---

Después llega una entrada con un pulso de corrimiento 0:

0 →	0	1	0	1	1	0	1	0	→ 1
-----	---	---	---	---	---	---	---	---	-----

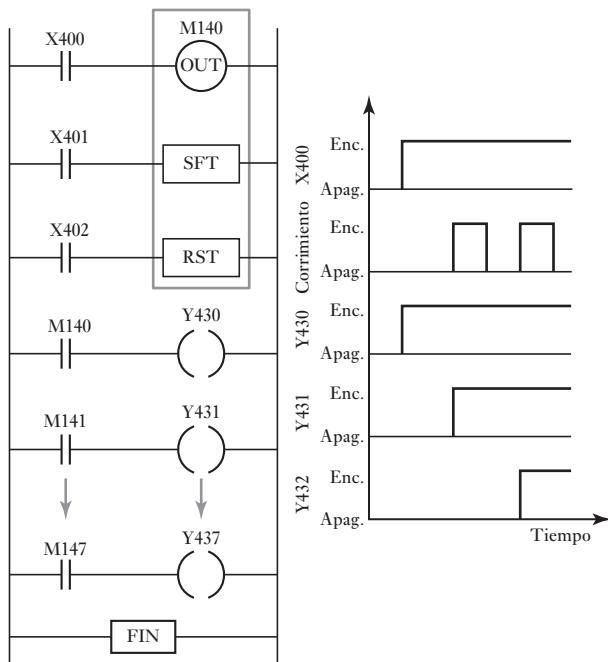
finalmente, todos los bits se recorren un espacio y el último bit se desborda.

El agrupamiento de varios registros auxiliares para formar un registro de corrimiento se realiza de manera automática en el PLC al elegir la función del registro de corrimiento en un panel de control. En el PLC de Mitsubishi se utiliza la función de programación SFT (corrimiento), aplicándola al número del relevador auxiliar que ocupa el primer lugar en la configuración del registro. Esto ocasiona que el bloque de relevadores, empezando por el del número inicial, se reserve para el registro de corrimiento. Así, si se elige como primer relevador al M140, el registro de corrimiento estará formado por M140, M141, M142, M143, M144, M145, M146 y M147.

Los registros de corrimiento tienen tres señales de control: una para cargar datos en el primer elemento del registro (OUT), una para el comando de corrimiento (SFT) y una para el restablecimiento (rst). Con OUT se carga un nivel lógico 0 o 1 en el primer elemento del registro de corrimiento. Con SFT un pulso desplaza el contenido del registro un bit a la vez, el bit final se desborda y se pierde. Con RST, el pulso de un contacto restablece el contenido del registro a ceros.

La Figura 21.27 muestra un diagrama de escalera, que contiene un registro de corrimiento con la notación de Mitsubishi; sin embargo, el principio es el mismo con otros fabricantes. El M140 se eligió como primer relevador del registro. Al activar el X400, se carga un 1 lógico en el primer elemento del registro de corrimiento, es decir, en M140. Por lo tanto, en el registro hay 10000000. El circuito muestra que cada elemento del registro de corrimiento se conectó como si fuese un contacto del circuito. El contacto M140 se cierra y Y430 se activa. Cuando el contacto X401 se cierra, los bits del registro se corren un lugar y se obtiene 11000000, un número 1 se desplaza en el registro porque X400 todavía está activado. El contacto M141 se cierra y Y430 se activa. Conforme se corre cada bit, las salidas también reciben energía. Los registros de corrimiento entonces se pueden usar para eventos en secuencia.

Figura 21.27 Registro de corrimiento.

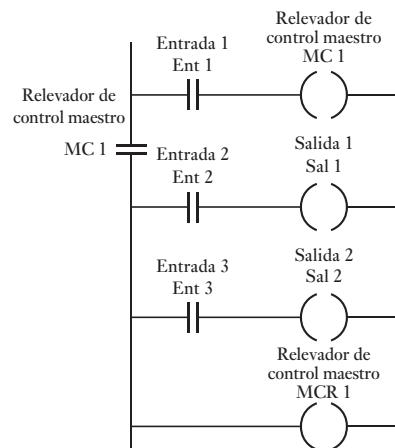


21.10

Controles maestro y de salto

Es posible conectar o desconectar a la vez una gran cantidad de salidas usando el mismo contacto de relevador interno en cada escalón de la escalera, de manera que activarlo o desactivarlo afecte todos los escalones. Otra opción de programación para lograr el mismo efecto es usar un **relevador maestro**. La Figura 21.28 ilustra su uso. Este relevador controla la alimentación de cierto número de escalones subsecuentes de la escalera. Cuando una señal de entrada cierra el contacto de la entrada 1, se activa el relevador maestro MC1 y luego se activa todo el grupo de escalones controlados por el relevador. El final de una sección controlada por un relevador maestro se indica por las literales MCR. Éste es un programa de ramificación, toda vez que si hay una entrada 1, entonces hay una ramificación para seguir la ruta controlada por MC1; si no hay entradas, se procede a ejecutar la parte restante del programa y se ignoran las ramificaciones.

Figura 21.28 Relevador de control maestro.



Con un PLC Mitsubishi mediante la programación respectiva es posible designar un relevador interno como relevador de control maestro. Por ejemplo, para programar un relevador interno M100 como relevador de control maestro, la instrucción en el programa es:

MC M100

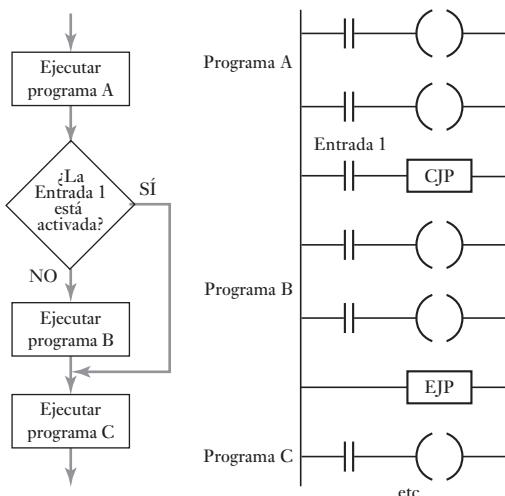
Para indicar el final de la sección controlada por un relevador de control maestro, la instrucción en el programa es:

MCR M100

21.10.1 Saltos

Una función frecuente en los PLC es la de **salto condicional**. Esta función activa instrucciones para que, si existe cierta condición, la ejecución se salte una sección del programa. La Figura 21.29 ilustra lo anterior en un diagrama de flujo con una sección del programa en lenguaje de escalera. Después de una sección del programa, A, se encuentra el escalón del programa con la entrada 1 y el relevador de salto condicional CJP. Si se produce la entrada 1, el programa salta al escalón que contiene el final del salto EJP, y continúa con la sección del programa designada como C; de otra forma, continúa con los escalones del programa designados como programa B.

Figura 21.29 Salto.



21.11 Manejo de datos

Excepto por el registro de corrimiento, las secciones anteriores de este capítulo se han centrado en el manejo de bits de información independientes, es decir, en el cierre o apertura de un interruptor. Sin embargo, en algunas tareas de control conviene utilizar grupos de bits relacionados entre sí, como un bloque de ocho entradas, y manejarlos como una palabra de datos. Estas situaciones se presentan cuando un sensor entrega una señal analógica, que se convierte, por ejemplo, en una palabra de 8 bits antes de entrar a un PLC.

Las operaciones que los PLC pueden realizar con palabras de datos, en general incluyen:

1. Transporte de datos.

2. Comparación de la magnitud de los datos, es decir, mayor que, igual a o menor que.
3. Operaciones aritméticas como suma y resta.
4. Conversiones de decimales codificados en binario (BCD) a binario y octal.

Como se mencionó, cada bit se guarda en ubicaciones de la memoria especificadas por una dirección única. Por ejemplo, en el PLC de Mitsubishi, las direcciones de la memoria de entrada van precedidas por una A, las salidas por una Y, los temporizadores por una T, los relevadores auxiliares por una M, etc. También se requieren direcciones de memoria para las instrucciones de datos; los espacios de la memoria reservados para almacenar datos se conocen como **registros de datos**. En ellos se guarda una palabra binaria, por lo general de 8 o 16 bits, y se le asigna una dirección como D0, D1, D2, etc. Una palabra de 8 bits significa que una cantidad se especifica con una precisión de 1 en 256, y una de 16 bits con una precisión de 1 en 65 536.

Cada instrucción debe especificar el tipo de operación, la fuente de los datos utilizados haciendo referencia a su registro de datos y al registro de datos de destino para el resultado de la operación.

21.11.1 Movimiento de datos

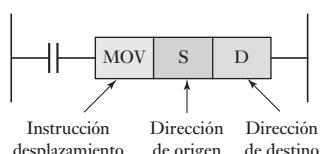


Figura 21.30 Movimiento de datos.

Para mover datos la instrucción correspondiente debe contener la instrucción de movimiento de datos, la dirección de origen de los datos y la dirección de destino. Así, el escalón de la escalera podría ser de la forma mostrada en la Figura 21.30.

Esta transferencia de datos puede ser mover una constante a un registro de datos, un valor de temporización o de conteo a un registro de datos, datos de un registro de datos a un temporizador o a un contador, datos de un registro de datos a una salida, datos de entrada a un registro de datos, etcétera.

21.11.2 Comparación de datos

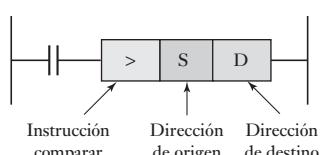


Figura 21.31 Instrucción de comparar datos.

En general, los PLC realizan comparaciones de datos como *menor que* (en general representado por el signo $<$ o LES), *igual a* ($=$ o EQU), *menor o igual que* (\leq o \leqslant o LEQ), *mayor que* ($>$ o GRT), *mayor o igual que* (\geq o \geqslant o GEQ) y *diferente de* (\neq o $\not\equiv$ o NEQ). Para comparar datos, el programa usa una instrucción de comparación, la dirección de origen de los datos y la dirección de destino. Para comparar los datos del registro de datos D1 para determinar si son mayores que los datos del registro de datos D2, el escalón del programa en escalera sería como el de la Figura 21.31.

Esta comparación se utiliza cuando es necesario que el PLC compare las señales de los dos sensores antes de ejecutar una acción. Por ejemplo, se requiere que una alarma suene cuando un sensor indica una temperatura superior a 80°C y continúe sonando hasta que la temperatura desciende a menos de 70°C . La Figura 21.32 muestra el programa en lenguaje de escalera que se podría utilizar. Los datos de la temperatura de entrada se alimentan a la dirección de origen; la dirección de destino contiene el valor de calibración. Si la temperatura aumenta a 80°C o más, el valor del dato en la dirección de origen es \geq el valor en la dirección de destino, por lo que se envía una señal de salida a la alarma, la cual retiene esta señal de entrada. Cuando la temperatura disminuye a 70°C o menos, el valor del dato que contiene la dirección de origen resulta ser \leq el valor de la dirección de destino, y se envía una señal de salida al relevador, el cual abre su contacto y desconecta la alarma.

Figura 21.32 Alarma de temperatura.

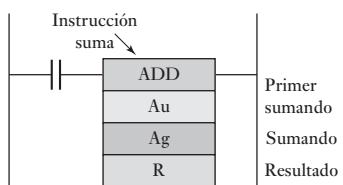
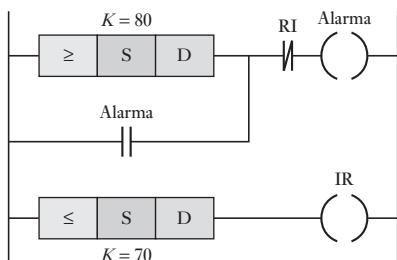


Figura 21.33 Instrucción de sumar datos.

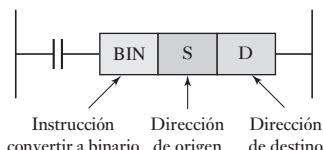


Figura 21.34 Decimal codificado en binario (BCD) a binario.

21.11.3 Operaciones aritméticas

Algunos PLC sólo realizan operaciones aritméticas de suma y resta; otros tienen más funciones aritméticas. La instrucción para sumar o restar en general requiere la instrucción, el registro que contiene la dirección del valor que se va a sumar o restar, la dirección de la cantidad a la que se va a sumar o restar el valor y el registro en donde se guardará el resultado. La Figura 21.33 muestra el símbolo en lenguaje de escalera utilizado para la suma con OMRON.

La suma o la resta se pueden usar para modificar el valor de algún valor de entrada de un sensor, quizás un término de corrección o corrimiento, o para alterar valores predeterminados de temporizadores o contadores.

21.11.4 Conversiones de código

Todas las operaciones internas de la CPU de un PLC se realizan utilizando números binarios. Si la entrada es una señal decimal, se usa una conversión para obtener un decimal codificado en binario (BCD). De igual manera, si se necesita una salida decimal, se debe realizar la conversión respectiva. La mayoría de los PLC cuentan con estas conversiones. Por ejemplo, con el Mitsubishi, el escalón de escalera que convierte un BCD a binario se ilustra en la Figura 21.34. Los datos de la dirección de origen son números decimales codificados en binario, se convierten a números binarios y se guardan en la dirección de destino.

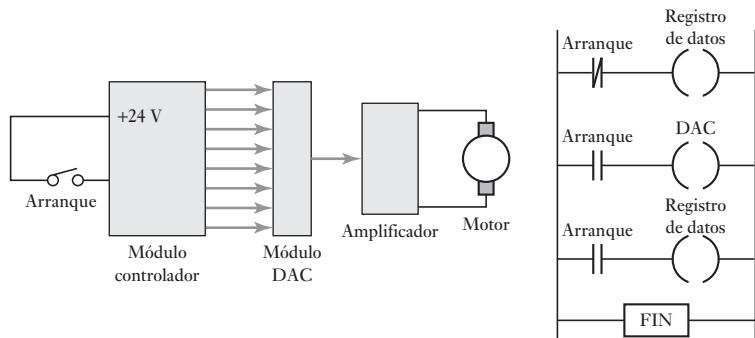
21.12

Entrada/salida analógica

Es frecuente encontrar sensores que producen señales analógicas, así como actuadores que requieren señales analógicas. Por ello, algunos PLC deben tener un módulo para conversión de señales analógicas a digitales en los canales de entrada, y un módulo para conversión de señales digitales a analógicas en los canales de salida. Un ejemplo de cómo aplicar estos módulos es el control de la velocidad de un motor, de manera que aumente hasta su valor estable a una tasa estable (Figura 21.35). La entrada es un interruptor encendido/apagado para iniciar la operación. Éste abre el contacto del registro de datos y guarda un cero. La salida del controlador es cero y la señal analógica del DAC es cero y, por lo tanto, la velocidad del motor es cero. Al cerrar el contacto de arranque se envían salidas al DAC y al registro de datos. Cada vez que el programa hace un ciclo por estos escalones, el registro de datos aumenta su valor en 1, también aumentan el valor de la señal analógica y la velocidad del motor. La velocidad máxima se alcanza cuando la salida del registro de datos es la palabra 11111111. La función de temporización del PLC se aprovecha para incorporar un retardo entre cada señal de bit de salida.

Figura 21.35

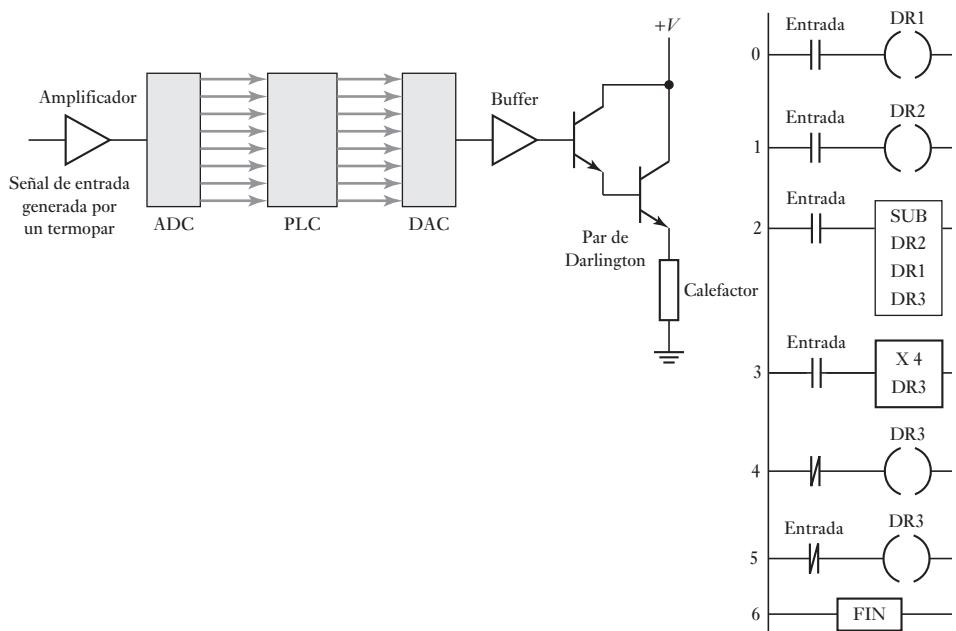
Acondicionamiento de la velocidad de un motor con comportamiento tipo rampa.



Un PLC equipado con canales de entrada analógica se puede aprovechar para seguir una función de control continuo, es decir, un control PID (vea la sección 15.7). Por ejemplo, para un control proporcional de una entrada analógica se lleva a cabo el siguiente conjunto de operaciones:

1. Convertir la salida del sensor en una señal digital.
2. Comparar la salida del sensor convertida con el valor requerido del sensor, es decir, el valor de calibración, y obtener la diferencia. Esta diferencia es el error.
3. Multiplicar el error por la constante de proporcionalidad K_P .
4. Transferir este resultado a la salida del convertidor digital a analógico DAC y utilizarlo como señal de corrección para el actuador.

Un ejemplo de dónde usar este tipo de control es un controlador de temperatura. La Figura 21.36 muestra una posibilidad. La entrada podría ser una señal producida por un termopar, que después de ser amplificada se alimenta al PLC, pasando antes por un convertidor analógico a digital (ADC). El PLC se programa para producir una salida proporcional al error entre la entrada enviada

**Figura 21.36** Control proporcional de temperatura.

por el sensor y la temperatura deseada. La palabra de salida alimenta al actuador, en este caso, un calentador, haciéndola pasar antes por un convertidor digital a analógico (DAC) para reducir el error.

En el programa en lenguaje de escalera mostrado, el escalón 0 lee el ADC y guarda el valor de temperatura en el registro de datos DR1. En el escalón 1 se usa el registro de datos DR2 para guardar la temperatura de calibración. En el escalón 2 se utiliza la función resta para restar los valores guardados en los registros DR1 y DR2 y el resultado se guarda en el registro DR3, es decir, este registro de datos guarda el valor del error. En el escalón 3 se usa una función de multiplicación, para multiplicar el valor que está en DR3 por la ganancia proporcional de 4. El escalón 4 utiliza un relevador interno que se programa para desconectar el DR3 cuando tiene un valor negativo. En el escalón 5 el registro de datos DR3 se pone en cero cuando se desconecta la entrada. Algunos PLC tienen módulos complementarios que simplifican el control con PLC sin tener que escribir las listas de instrucciones como se describieron.

Resumen

Un **controlador lógico programable (PLC)** es un dispositivo electrónico digital que utiliza una memoria programable para almacenar instrucciones e implementar funciones lógicas, de secuencia, de sincronización, de conteo y aritméticas para controlar máquinas y procesos y diseñado específicamente para programarse con facilidad.

Un PLC se está ejecutando de manera continua a través de su programa y se está actualizando como resultado de las señales de entrada. A esto se le denomina **ciclo**. La forma más común de programar con PLC es el **programa en escalera**, que implica que se especifique cada tarea del programa considerándola como un escalón de una escalera. Existe una forma alternativa de introducir un programa y es al traducir el programa escalera en una **lista de instrucción**. Las listas de instrucciones constan de una serie de ellas, cada una en línea separada. Una instrucción consta de un operador seguido por uno o más operandos, es decir, los sujetos del operador.

Un **circuito de enclavamiento** es un circuito que después de haber sido energizado, mantiene ese estado hasta que reciba otra entrada. El término **relevador interno, relevador auxiliar o marcador**, se usa para lo que se puede considerar como un relevador interno en el PLC, éstos se comportan como relevadores con sus respectivos contactos. Se puede considerar que los **temporizadores** se comportan como relevadores con bobinas cuando son energizados dando como resultado el cierre o apertura de los contactos después de un tiempo preestablecido, o como un bloque de retardo en un escalón cuyas señales de retardo en ese escalón alcanzan la salida. Los **contadores** se emplean en el conteo de una cantidad específica de operaciones de contacto, considerándoseles como una bobina de salida para contar los pulsos de entrada con una bobina para reiniciar el contador y los respectivos contactos del contador usados en otros escalones o como un bloque intermedio en un escalón cuyas señales emanan al atender el contador. El **registro de corrimiento** es una cantidad de relevadores internos que se han agrupado para formar un registro para una secuencia de serie de bits individuales. Un **relevador maestro** permite un bloque completo de salidas que se pueden activar o desactivar a la vez. La función del **salto condicional** permite que una sección del programa salte si existe una cierta condición. Entre las operaciones que tal vez se puedan ejecutar con **palabras de datos** están el movimiento

de datos, la comparación de magnitudes de datos, operaciones aritméticas y conversiones entre decimales codificados en binario (BCD), binario y octal.

Problemas

- 21.1 ¿Cuáles son las funciones lógicas que se usan para interruptores a) en serie, b) en paralelo?
- 21.2 Dibuje los escalones de un diagrama de escalera para representar:
- Dos interruptores, normalmente abiertos, ambos deben cerrarse para que arranque un motor.
 - Cualquiera de dos interruptores, normalmente abiertos, deben cerrarse para energizar una bobina y operar un actuador.
 - Para encender un motor se oprime un interruptor de inicio con retorno de resorte; el motor seguirá encendido hasta que se oprima otro interruptor de inicio con retorno de resorte.
- 21.3 Escriba las instrucciones de programación para el programa de enclavamiento que ilustra la Figura 21.37.

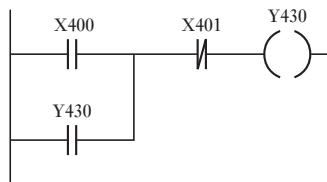


Figura 21.37 Problema 21.3.

- 21.4 Escriba las instrucciones de programación para el programa de la Figura 21.38 y describa cómo varía la salida con el tiempo.

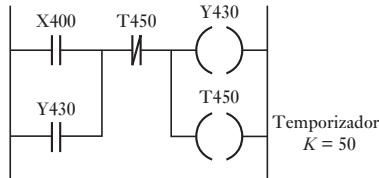


Figura 21.38 Problema 21.4.

- 21.5 Escriba las instrucciones de programación para el programa de la Figura 21.39 e indique los resultados de entrada al PLC.

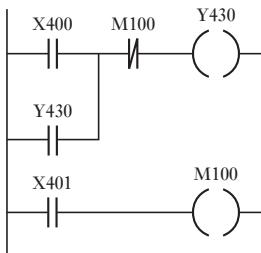


Figura 21.39 Problema 21.5.

- 21.6 Diseñe un circuito temporizador que active una salida durante 1 s, luego se desconecte 20 s, se vuelva a conectar 1 s, se desconecte 20 s, y así sucesivamente.
- 21.7 Diseñe un circuito temporizador que conecte una salida durante 10 s y luego la desconecte.
- 21.8 Diseñe un circuito para arrancar un motor y, después de un retardo de 100 s, active una bomba. Cuando el motor se apaga debe haber un retardo de 10 s antes de apagar la bomba.
- 21.9 Diseñe un circuito para una lavadora doméstica que conecta una bomba para introducir agua en la máquina durante 100 s, se desconecta y conecta un calentador durante 50 s para calentar el agua. El calentador se desconecta y otra bomba vacía el agua de la lavadora en 100 s.
- 21.10 Diseñe un circuito para una banda transportadora con la que se lleva un artículo a una estación de trabajo. La presencia del artículo se detecta con la ruptura de un contacto, que se activa al incidir un haz luminoso en un fotosensor. El artículo se detiene 100 s, para una operación antes de continuar por la banda y abandonarla. Para arrancar el motor de la banda se utiliza un interruptor de inicio normalmente abierto y para detenerlo se usa un interruptor normalmente cerrado.
- 21.11. ¿Qué cambio experimentaría la configuración de temporización del registro de corrimiento mostrado en la Figura 21.27 si la entrada de datos X400 fuese del tipo de la Figura 21.40?

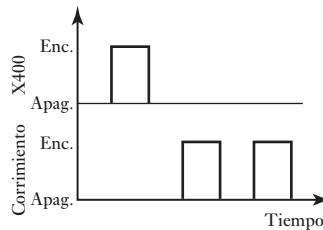


Figura 21.40 Problema 21.11.

- 21.12. Explique cómo se utiliza un PLC para manejar una entrada analógica.
- 21.13. Diseñe un sistema con un PLC para controlar el movimiento del vástago de un cilindro, de manera que cuando se oprime un momento un interruptor, el vástago se desplaza en una dirección y cuando un segundo interruptor se oprima un momento, el vástago se desplaza en dirección contraria. Sugerencia: pruebe con una válvula 4/2 controlada por solenoides.
- 21.14. Diseñe un sistema con un PLC, para controlar el movimiento del vástago de un cilindro usando una válvula 4/2 piloto operada por solenoide. El vástago se desplaza en una dirección cuando un sensor de proximidad en un extremo de la carrera cierra su contacto, y en la otra dirección, cuando un sensor de proximidad en el otro extremo indica la llegada del vástago.

Capítulo veintidós

Sistemas de comunicación

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Describir sistemas centralizados, jerárquicos y de control distribuido, las configuraciones de la red, métodos de transmisión de datos y los protocolos que se usan.
- Describir el modelo de comunicación de interconexión de sistemas abiertos.
- Describir el uso común de interfaces de comunicación: RS-232, IEEE 488, lazo de corriente 20 mA, buses I²C, CAN.

22.1

Comunicaciones digitales

Un **bus externo** es un conjunto de líneas de señales que interconectan microprocesadores, microcontroladores, computadoras y PLC, los que a su vez se conectan con equipo periférico. Así, una computadora necesita tener un bus que la conecte con una impresora para poder dirigir su salida a impresión. Los sistemas con multiprocesadores son muy comunes. Por ejemplo, un automóvil tiene varios microcontroladores, cada uno controla una parte del sistema; por ejemplo, la coordinación del motor, de los frenos y del tablero de instrumentos, por lo que la comunicación entre éstos es necesaria. En una planta automatizada no sólo es necesario transferir datos entre controladores lógicos programables, pantallas, sensores y actuadores, y permitir que el operador introduzca datos y programas, también puede haber comunicación de datos con otras computadoras. Por ejemplo, puede ser necesario vincular un PLC con un sistema de control con varios PLC y computadoras. La manufatura integrada por computadora (CIM) es un ejemplo de una extensa red, que involucra un gran número de máquinas relacionadas entre sí. En este capítulo se estudia cómo se establece la comunicación de datos entre computadoras, ya sea que se trate de una comunicación entre dos computadoras, o dentro de una red extensa que incluye un gran número de máquinas vinculadas y las formas de interfaces de comunicación.

22.2

Control centralizado, jerárquico y distribuido

En el **control por computadora centralizado** una computadora central controla la totalidad de la planta. La desventaja de este control es que una falla de la computadora hace que se pierda el control de toda la planta. Para evitarlo se utilizan sistemas con dos computadoras. Si falla una, la otra se hace cargo. El uso de este tipo de sistemas centralizados fue común en las décadas de 1960 y 1970. El avance en los microprocesadores y la reducción de costos de las computadoras ha contribuido a que los sistemas con varias computadoras sean cada vez más comunes, así como al desarrollo de sistemas jerárquicos y distribuidos.

En el **sistema jerárquico** existe una jerarquía entre las computadoras de acuerdo con las tareas que desempeñan. Las computadoras que manejan tareas rutinarias están supervisadas por computadoras que tienen mayor toma de decisiones. Por ejemplo, las computadoras que se usan en el control digital directo de sistemas están al servicio de una computadora que se encarga del control de supervisión de todo el sistema. El trabajo se distribuye entre las computadoras dependiendo de la función de que se trate. Hay cierta especialización en las computadoras, algunas reciben un tipo de información y otras información distinta.

En los **sistemas distribuidos**, cada uno de los sistemas de cómputo realiza en esencia tareas similares a los demás sistemas. En caso de que una falle, o se sature, el trabajo se transfiere a otras computadoras. El trabajo se distribuye entre todas las computadoras y no se asigna a una computadora específica según la función involucrada. No hay especialización de computadoras. Cada una necesita tener acceso a toda la información del sistema.

En la mayoría de los sistemas actuales se combinan sistemas distribuidos y jerárquicos. Por ejemplo, las tareas de medición y de actuación se distribuyen entre varios microcontroladores/computadoras, enlazados entre sí, que constituyen la base de datos de la planta. Éstos se supervisan mediante una computadora usada para el control digital directo, o para establecer una secuencia; ésta, a su vez, puede supervisarse mediante una computadora dedicada al control de la planta completa. Los siguientes son los niveles típicos de este esquema:

- Nivel 1. Medición y actuadores
- Nivel 2. Control digital directo y de secuencia
- Nivel 3. Control supervisorio
- Nivel 4. Control y diseño administrativo

Los sistemas distribuidos/jerárquicos tienen la ventaja de que las tareas de muestreo de mediciones y el acondicionamiento de señales de los sistemas de control se comparten entre varios microprocesadores. Esto implica un gran número de señales así como un muestreo muy frecuente. Si se requieren enlaces de medición adicionales, es sencillo agregar microprocesadores para aumentar la capacidad del sistema. Es posible que las unidades estén bastante dispersas, localizadas cerca de la fuente de medición. La falla de una unidad no provoca la falla de todo el sistema.

22.2.1 Transmisión de datos en paralelo y en serie

La transmisión de datos se lleva a cabo a través de enlaces de transmisión en paralelo o en serie.

1. *Transmisión de datos en paralelo*

Por lo general, en una computadora la transmisión de datos se lleva a cabo a través de **rutas de datos en paralelo**. Los buses de datos en paralelo transmiten a la vez 8, 16 o 32 bits; cada bit de datos y cada señal de control dispone de una línea de bus. Por ejemplo, para transmitir los 8 bits de datos de 11000111 se necesitan 8 líneas de datos. El tiempo necesario para transmitir los 8 bits de datos es el mismo que para transmitir un bit de datos, ya que cada bit está en una línea en paralelo. También se necesitan líneas de reconocimiento (vea la sección 20.3.2); el reconocimiento se usa por cada carácter transmitido, y las líneas se requieren para indicar que los datos están disponibles para su transmisión y que el receptor está listo para recibir. La transmisión de datos en paralelo permite alcanzar

altas velocidades en la transferencia de datos, pero su cableado e interfaces resultan costosos. Entonces en lo general se usa sólo cuando las distancias son cortas, o cuando es esencial una tasa de transferencia alta.

2. Transmisión de datos en serie

Se refiere a la transmisión de datos que, junto con las señales de control, se envían de bit en bit en secuencia, en una sola línea. Para transmitir y recibir datos sólo se necesita una línea de dos conductores. Dado que los bits de una palabra se transmiten de manera secuencial y no simultánea, la tasa de transferencia de datos es mucho menor que en el caso de la transmisión de datos en paralelo. Sin embargo, este tipo de transmisión es más barato, ya que requiere una cantidad mucho menor de conductores. Por ejemplo, la comunicación entre los microcontroladores de un automóvil se establece mediante una transmisión de datos en serie. Si no se utilizara este tipo de transmisión, la cantidad de conductores empleados tendría que ser muy grande. En general, la transmisión de datos en serie se usa en todo tipo de conexiones excepto las periféricas más cortas.

Considere ahora el problema de enviar una secuencia de caracteres por un enlace en serie. El receptor requiere conocer dónde inicia y dónde termina un carácter. La transmisión de datos en serie puede ser asíncrona o síncrona. En la **transmisión asíncrona** implica que la computadora emisora y la receptora no están en sincronía, ya que cada una tiene su propia señal de temporización. El tiempo entre uno y otro carácter transmitido es arbitrario. Cada carácter que transmite el enlace está precedido por un bit de inicio para indicar al receptor el inicio de un carácter y seguido de un bit de paro para señalar el final del carácter. Este método tiene la desventaja de que requiere la transmisión de bits adicionales con cada carácter, lo cual disminuye la eficiencia de la línea para la transmisión de datos. En la **transmisión síncrona** no se necesitan bits de inicio o paro, porque el transmisor y el receptor tienen una señal de temporización común por lo que los caracteres inician y terminan al mismo tiempo cada ciclo.

La **velocidad de transmisión de datos** se mide en bits por segundo. Si un símbolo está formado por un grupo de n bits y tiene una duración de T segundos, la velocidad de transmisión de los datos es n/T . La unidad empleada es el **baudio**. La velocidad en baudios es el número de bits transmitidos por segundo, sólo si cada carácter está representado nada más por un símbolo. En un sistema que no utiliza pulsos de inicio o final, la velocidad en baudios es igual a la velocidad de los bits, pero no es así cuando existen estos pulsos.

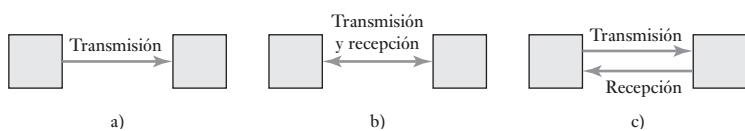
22.2.2 Modos de comunicación de datos en serie

La transmisión de datos en serie adopta tres modalidades:

1. Modo simplex

La transmisión sólo es posible en una dirección, del dispositivo A al dispositivo B; éste no puede transmitir al dispositivo A (Figura 22.1a)). Se puede pensar en la conexión como en una avenida de un solo sentido. Este método sólo se usa para transmitir a dispositivos como impresoras; que nunca transmiten información.

Figura 22.1 Modos de comunicación.



2. Modo semidúplex o unidireccional

Los datos se transmiten en una dirección a la vez, pero puede cambiar (Figura 22.1b)). Las terminales de ambos extremos del enlace pueden cambiar de transmisión a recepción. Así, el dispositivo A puede transmitir al dispositivo B y éste al A, pero no al mismo tiempo. Se puede pensar en una avenida de dos carriles que está en reparación; un controlador detiene el tráfico de un carril para que avance el tráfico del otro carril. El radio de banda civil (CB) es un ejemplo de modo semidúplex, una persona puede hablar o recibir, pero no ambas cosas a la vez.

3. Modo dúplex completo o bidireccional

Los datos se transmiten en forma simultánea en ambas direcciones entre los dispositivos A y B (Figura 22.1c)). Esto es como una carretera de dos carriles donde es posible circular en ambas direcciones a la vez. El sistema telefónico es un ejemplo de modo dúplex, ya que una persona puede hablar y escuchar al mismo tiempo.

22.3

Redes

El término **red** se refiere a un sistema que permite comunicación entre dos o más computadoras/microprocesadores para intercambiar datos. La configuración lógica del enlace se conoce como **topología** de la red. El término **nodo** se refiere al punto de una red donde llegan una o más líneas de comunicación o donde se conecta una unidad con las líneas de comunicación. Las topologías de red más comunes son:

1. Bus de datos (Multidrop)

Consta de un bus lineal (Figura 22.2a)) al cual se conectan todas las estaciones. Con frecuencia, este sistema se utiliza en agrupamientos de terminales multipunto. Es el método preferido cuando las distancias entre los nodos son de más de 100 m.

2. Estrella

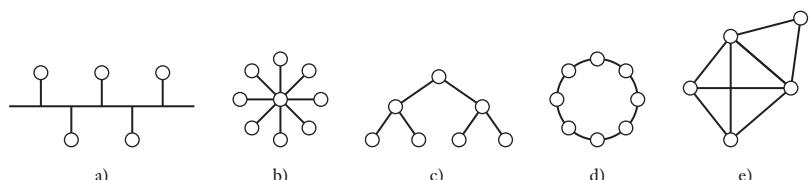
Esta configuración tiene canales asignados entre cada estación y un anillo (*hub*) conmutador central (Figura 22.2b)), a través del cual deben pasar todas las comunicaciones. Este tipo de red se utiliza en los sistemas telefónicos de muchas empresas (centrales privadas o PBX), en los cuales todas las líneas pasan a través de una central telefónica. Este sistema con frecuencia también se utiliza para conectar terminales remotas y locales con una computadora principal central. La desventaja de este sistema es que si hay una falla en el anillo central, todo el sistema falla.

3. Jerárquico o de árbol

Esta configuración consiste en una serie de derivaciones que convergen en forma indirecta en un punto de la parte superior del árbol (Figura 22.2c)). En este sistema sólo hay una ruta de transmisión entre dos estaciones. La configuración se obtiene con varios sistemas de bus de datos vinculados entre sí. Al igual que el método del bus, se utiliza cuando las distancias entre los nodos rebasan los 100 m.

Figura 22.2 Topologías de red:

- a) bus de datos,
- b) estrella,
- c) jerárquico,
- d) anillo,
- e) malla.



4. Anillo

Es un método muy popular en las redes de área local, y en él cada estación se conecta con un anillo (Figura 22.2d)). Las distancias entre los nodos por lo general son menores a 100 m. Los datos que se introducen en el sistema de anillo circulan por el anillo hasta que algún sistema los saca de allí. Todas las estaciones tienen acceso a los datos.

5. Malla

En este método (Figura 22.2e)) no existe una configuración formal para las conexiones entre estaciones, y puede haber varias trayectorias de datos entre ellas.

El término **red de área local** (LAN) se refiere a redes que se localizan en determinada área geográfica, por ejemplo, un edificio o un conjunto de edificios. La topología en general es de bus, estrella o anillo. Una **red de área amplia** interconecta computadoras, terminales y redes de área local a nivel nacional o internacional. En este capítulo se estudian principalmente las redes de área locales.

20.3.1 Control de acceso a redes

Los métodos para controlar el acceso a una red son necesarios para garantizar que sólo un usuario de la red pueda transmitir en cualquier momento. Los métodos empleados son los siguientes.

En redes de área local basadas en anillos, dos métodos comúnmente utilizados son:

1. Paso por token

En este método se hace circular un patrón de bits especiales (token). Si una estación desea transmitir, debe esperar hasta recibir el token; entonces transmite los datos manteniendo el token en su extremo final. Si otra estación desea transmitir, retira el token del paquete de datos y transmite sus propios datos con el token añadido a su extremo final. Si otra estación desea transmitir, retira el token del paquete de datos y transmite sus propios datos con el token añadido a su extremo final.

2. Paso por ranura

Este método contiene ranuras vacías que circulan. Si una estación desea transmitir datos, los deposita en la primera ranura vacía que aparezca.

Para las redes de bus o de árbol, el método que se usa es:

3. Método de acceso múltiple por detección de portadora y detección de colisión (CSMA/CD)

En general este método se relaciona con el **bus LAN Ethernet**. En el método de acceso CSMA/CD, antes de transmitir las estaciones deben verificar otras transmisiones y cualquier estación puede obtener el control de la red y transmitir; de ahí el término acceso múltiple. Si no se detecta actividad, procede a transmitir. Si hay actividad, el sistema debe esperar hasta que no la detecte. A pesar de esta verificación antes de transmitir, es posible que dos o más sistemas empiecen a transmitir al mismo tiempo. Si se detecta esta situación, ambas estaciones dejan de transmitir y esperan un tiempo aleatorio antes de intentar la retransmisión.

22.3.2 Banda ancha y banda base

El término **transmisión de banda ancha** se refiere a una red en la cual la información se modula a una portadora de radiofrecuencia, que pasa a través

del medio de transmisión como un cable coaxial. La topología típica de las redes de área local de banda ancha es un bus con derivaciones. La transmisión de banda ancha permite transmitir en forma simultánea varias portadoras de radio frecuencia moduladas, por lo que ofrece capacidad de canales múltiples. El término **transmisión en banda base** se utiliza cuando la información digital se pasa directamente por el medio de transmisión. Las redes de transmisión en banda base sólo aceptan una señal de información a la vez. Las LAN puede ser de banda base y de banda ancha.

22.4

Protocolos

Los datos transmitidos contienen dos tipos de información. Uno consiste en los datos que una computadora envía a otra; el otro es información denominada **datos de protocolo** y la usa la interfaz entre una computadora y la red para controlar la transferencia de datos a la red, o bien la transferencia de datos de la red a la computadora. Un protocolo es un conjunto de reglas formales que gobiernan el formato de los datos, los tiempos, la secuencia, el control del acceso y el control de errores. Los tres elementos de un protocolo son:

1. *Sintaxis*, la cual define el formato de los datos, la codificación y los niveles de señal.
2. *Semántica*, que maneja la sincronización, el control y los errores.
3. *Temporización*, la cual maneja la secuencia de los datos y la selección de la velocidad de los datos.

Cuando un transmisor se comunica con un receptor, ambos deben utilizar el mismo protocolo; por ejemplo, dos microcontroladores que intercambian datos transmitidos en serie. En la comunicación simplex o unidireccional, el transmisor puede enviar el bloque de datos al receptor. En cambio, en la comunicación semidúplex, cada bloque de datos transmitidos, si es válido, debe ser reconocido (ACK) por el receptor antes del envío del siguiente bloque de datos (Figura 22.3a)); si no es válido, se envía una señal NAK de reconocimiento negativo. Entonces no se puede transmitir la corriente continua de datos. Los bits de la **verificación de redundancia cíclica** (CRC) son un medio para detectar errores y se transmiten de inmediato después del bloque de datos. Los datos se envían como un número binario, y en el transmisor se divide entre un número y el residuo obtenido se emplea como código de verificación cíclica. Los datos de entrada que llegan al receptor, incluido el CRC, se dividen entre el mismo número y, si no hay errores en la señal, el residuo que se obtiene es cero. En el modo bidireccional o dúplex total (Figura 20.3b)) es posible enviar y recibir datos de manera continua.

Figura 22.3 Protocolos:

- a) unidireccional o semidúplex,
- b) bidireccional o dúplex completo.

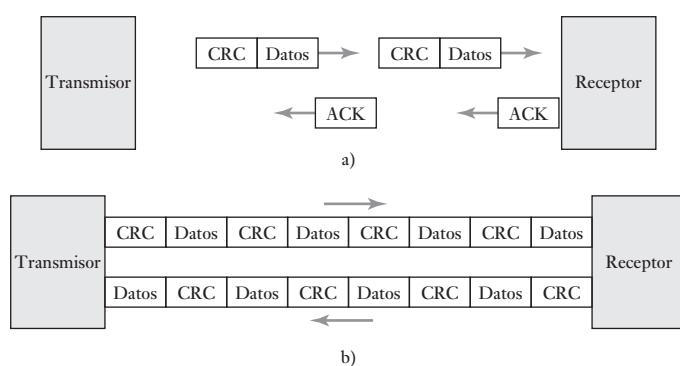
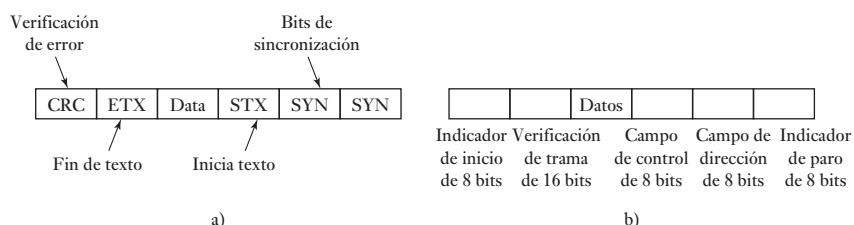


Figura 22.4 (a) Protocolo Bisync, (b) HDLC.



En un paquete enviado es necesario incluir información sobre los protocolos. Por ejemplo, en una transmisión asíncrona están presentes caracteres que indican el inicio y el final de los datos. En la transmisión síncrona y el **protocolo Bisync**, o bisíncrono, una secuencia de bits de sincronización precede al bloque de datos, por lo general el carácter SYN del código ASCII (Figura 22.4a)). El receptor utiliza los caracteres SYN para realizar la sincronización de caracteres y preparar al receptor para recibir datos en grupos de 8 bits. El MC6852 de Motorola es un adaptador síncrono de datos en serie (SSDA) diseñado para trabajar con microprocesadores 6800, y constituye una interfaz de comunicaciones en serie síncrona en la que se utiliza el protocolo Bisync. Es similar al adaptador de interfaz de comunicaciones asíncronas descrito en la sección 20.5. Otro protocolo es el **control de enlace de datos de alto nivel** (HDLC). Éste es un protocolo bidireccional en el que el inicio y el final de un mensaje se indican mediante el patrón de bits 01111110. Los campos de dirección y control aparecen después del indicador de inicio. La dirección identifica la dirección de la estación de destino; el campo de control define si la trama es de supervisión, de información o si no cuenta con numeración. Después del mensaje aparece una secuencia de verificación de trama de 16 bits, que se usa para verificar la redundancia cíclica (CRC). El 6854 de Motorola es un ejemplo de un adaptador de interfaz en serie que utiliza el protocolo HDLC.

22.5

Modelo de interconexión de sistemas abiertos

Es necesaria la presencia de protocolos de comunicación a diversos niveles. La Organización Internacional para la Estandarización (ISO) definió un sistema de protocolo estándar de siete capas denominado **modelo de Interconexión de Sistemas Abiertos** (OSI). Este modelo es un marco de referencia para diseñar un sistema coordinado de normas. Las capas son:

1. Física

Esta capa describe los medios para transmitir bits hacia y desde las componentes físicas de la red. Esta capa se ocupa de aspectos de hardware; por ejemplo, el tipo de cables y conectores que se deben emplear, la sincronización de la transferencia de datos y los niveles de las señales. Los sistemas de LAN que en general se definen a nivel físico son Ethernet y anillo token.

2. Enlace de datos

Esta capa define los protocolos para enviar y recibir mensajes, detectar y corregir errores y da la secuencia adecuada a los datos transmitidos. Se ocupa de empacar datos en paquetes, colocarlos en el cable y extraerlos del cable al llegar al extremo receptor. En esta capa también se definen Ethernet y token ring.

3. Red

Se ocupa de las rutas de comunicación y el direccionamiento, del enrutamiento y control de mensajes en la red y con ello garantiza que los mensajes lleguen a su destino. Los protocolos de la capa de red que en general se utilizan son el Protocolo de Internet (IP) y el Intercambio de Paquetes Inter-red de Novell (IPX).

4. Transporte

Proporciona el transporte de un mensaje confiable de extremo a extremo. Se ocupa de establecer y mantener la conexión entre el transmisor y el receptor. Los protocolos de transporte más comunes son el protocolo de Control de Transmisión Internet (de redes interconectadas) (TCP) y el Intercambio de Paquetes en Secuencia (SPX) de Novell.

5. Sesión

Se ocupa de establecer los diálogos entre procesos de aplicaciones conectados por la red. Su responsabilidad es determinar cuándo activar o desactivar la comunicación entre dos estaciones.

6. Presentación

Esta capa permite que los datos codificados que se transmitan tengan una forma que el usuario pueda manipular.

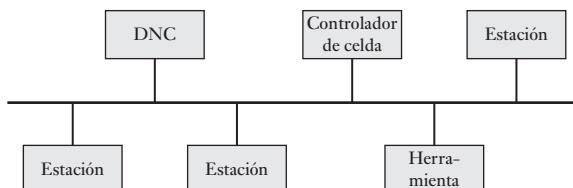
7. Aplicación

Esta capa proporciona al usuario una función de procesamiento de información y servicios específicos para aplicaciones. Ofrece funciones como transferencia de archivos o correo electrónico, que una estación puede usar para comunicarse con otros sistemas de la red.

22.5.1 Normas utilizadas en las redes

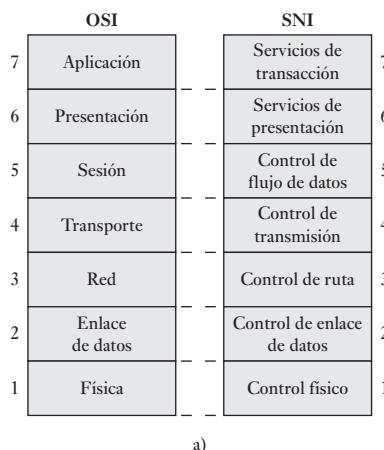
Existen diversos tipos de normas de redes basadas en el modelo de capas OSI, cuyo empleo es muy común. Algunos ejemplos son:

En Estados Unidos, General Motors al automatizar las actividades de manufactura, detectó problemas con el equipo que se le suministraba, ya que los protocolos variaban. La empresa diseñó un sistema de comunicación estándar para las aplicaciones de automatización en la fábrica. El estándar se conoce como **Protocolo de Automatización de la Manufactura** (MAP) (Figura 22.5). La elección de protocolos para cada capa refleja la necesidad de que el sistema se ajuste al entorno de manufactura. Las capas 1 y 2 se implantan en hardware electrónico y las capas 3 a 7 utilizan software. En la capa física, se usa la transmisión de banda ancha. El método de banda ancha permite que el sistema se use para servicios, además de los que requieren las comunicaciones del MAP. En la capa de enlace de datos se usa el sistema de señal token con un bus junto con un control de enlace lógico (LLC) para implantar funciones como verificación de errores. Para las otras capas se utilizan estándares ISO. En la capa 7, el MAP incluye los servicios de mensajes de manufactura (MMS), aplicación relevante en las comunicaciones de la planta y que define la interacción entre los controladores lógicos programables y las máquinas de control numérico o robots.

Figura 22.5 MAP.

El **Protocolo Técnico y de Oficina** (TOP) es un estándar desarrollado por Boeing Computer Services. Tiene mucho en común con el MAP, pero su implantación es de menor costo, pues se trata de un sistema en banda base. Difiere del MAP en las capas 1 y 2 y utiliza la señal con un anillo, o el método de acceso múltiple por detección de portadora y de colisión (CSMA/CD) con una red de bus. En la capa 7, especifica los protocolos para aplicaciones relacionados con necesidades de oficina, en lugar de requerimientos de la planta. En el método de acceso CSMA/CD, las estaciones deben escuchar otras transmisiones antes de transmitir. Las redes TOP y MAP son compatibles y para conectarlas entre sí se utiliza un dispositivo de puerta de enlace que lleva a cabo conversiones de direcciones y cambios de protocolo apropiados.

La **Arquitectura de Redes de Sistemas** (SNA) es un sistema desarrollado por IBM como estándar de diseño para sus productos. El SNA se divide en siete capas, aunque no son las mismas del OSI (Figura 22.6a)). La capa de control del enlace de datos acepta el protocolo de anillo de señal de las LAN. Cinco niveles del SNA se integran en dos paquetes: la red de control de ruta en las capas 2 y 3 y las unidades de red direccionables en las 4, 5 y 6.

Figura 22.6 a) SNA.

Con sistemas PLC, es muy común que el sistema utilizado sea el ofrecido por el fabricante de PLC. Por ejemplo, Allen Bradley tiene la **autopista de datos de Allen Bradley** la cual utiliza paso por token para controlar la transmisión del mensaje. Mitsubishi tiene Melsec-Net y Texas Instruments tiene TIWAY. Un sistema comúnmente utilizado en redes PLC es Ethernet. Éste es un sistema de un solo bus con CSMA/CD utilizado para controlar el acceso y se usa ampliamente con sistemas que involucran comunicaciones de PLC con computadoras. El problema al usar CSMA/CD es que aunque este método trabaja bien cuando el tráfico es ligero, a medida que el tráfico de la red aumenta también lo hacen el número de colisiones y los regresos de transmisiones. Entonces el rendimiento de la red puede hacerse lento en forma drástica.

22.6**Interfaces de
comunicación
en serie**

La interfaz en serie puede ser con protocolo síncrono o asíncrono. Las interfaces asíncronas comúnmente utilizadas son la RS-232 y versiones posteriores, el lazo de corriente 20 mA, I²C, CAN y USB.

22.6.1 Interfaz RS-232

La interfaz en serie de mayor uso es la **RS-232**; la American Electronic Industries Association definió esta interfaz por primera vez en 1962. Esta norma se refiere al equipo terminal de datos (DTE) que envía y recibe datos a través de la interfaz como un microcontrolador, y al equipo terminal de circuito de datos (DCE) que consiste en dispositivos que facilitan la comunicación; un ejemplo típico es un módem que constituye un vínculo esencial entre una microcomputadora y una línea telefónica analógica común.

Las señales RS-232 se clasifican en tres categorías.

1. Datos

El RS-232 proporciona dos canales de datos en serie independientes, conocidos como primario y secundario. Ambos canales se utilizan para la operación bidireccional o dúplex total.

2. Control del reconocimiento

Las señales de reconocimiento se usan para controlar el flujo de los datos en serie a través de la ruta de comunicación.

3. Temporización

Para una operación síncrona es necesario proporcionar señales de reloj entre transmisores y receptores.

La Tabla 22.1 indica los números de las terminales del RS-232C y las señales para las cuales cada una se usa; no todas las terminales ni todas las señales se emplean en una configuración dada. El cable de tierra de señal se usa como trayectoria de regreso. Como conexión con un puerto en serie RS-232C se utiliza un conector tipo DB25; por lo general, para los cables se utiliza un conector macho, y para DCE o DTE un enchufe hembra.

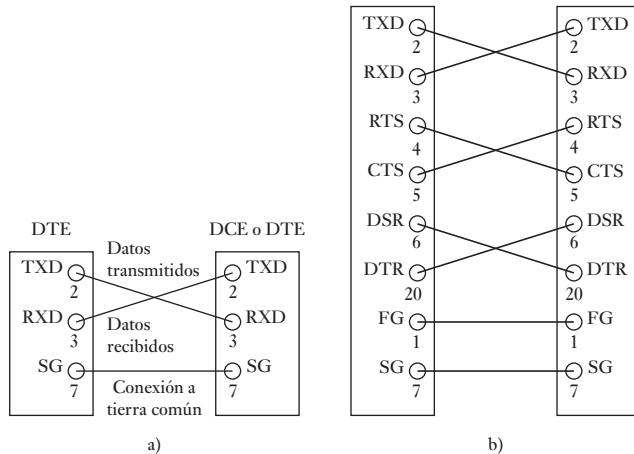
Para el enlace bidireccional más sencillo sólo se requieren las líneas 2 y 3 para datos transmitidos y recibidos con tierra de señal (7) (Figura 22.7a)). Entonces la conexión mínima se hace con un cable de tres alambres. En una configuración sencilla que consta de una computadora personal (PC) enlazada a una unidad de display se utilizan las terminales 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 y 20 (Figura 20.7b)). Las señales enviadas por las terminales 4, 5, 6 y 20 se usan para verificar que el extremo receptor esté listo para recibir una señal; el extremo transmisor está listo para enviar y los datos están listos para su envío.

La interfaz RS-232 está limitada respecto a las distancias para las que se puede emplear, ya que el ruido limita la transmisión de una cantidad elevada de bits por segundo cuando la longitud del cable rebasa los 15 m. La velocidad máxima de datos es de 20 kbit/s. Otras interfaces estándares como la RS-422 y la RS-485 son similares a la RS-232 y se pueden usar con velocidades de transmisión más altas y mayores distancias.

Tabla 22.1 Asignaciones de las terminales de RS-232.

Terminal	Abreviatura	Dirección: a	Señal/funcióñ
1	FG		Trama/tierra de protección
2	TXD	DCE	Datos transmitidos
3	RXD	DTE	Datos recibidos
4	RTS	DCE	Petición de envío
5	CTS	DTE	Listo para enviar
6	DSR	DTE	DCE listo
7	SG		Tierra de señal/retorno común
8	DCD	DTE	Detector de línea recibida
12	SDCD	DTE	Detector de señal de línea secundaria recibida
13	SCTS	DTE	Listo para enviar secundario
14	STD	DCE	Datos secundarios transmitidos
15	TC	DTE	Temporización de señal de transmisión
16	SRD	DTE	Datos secundarios recibidos
17	RC	DTE	Temporización de señal recibida
18		DCE	Lazo local
19	SRTS	DCE	Petición de envío secundaria
20	DTR	DCE	Terminal de datos lista
21	SQ	DEC/DTE	Lazo remoto/detector de calidad de señal
22	RI	DTE	Indicador de llamada
23		DEC/DTE	Selector de velocidad de la señal de datos
24	TC	DCE	Temporización de la señal de transmisión
25		DTE	Modo de prueba

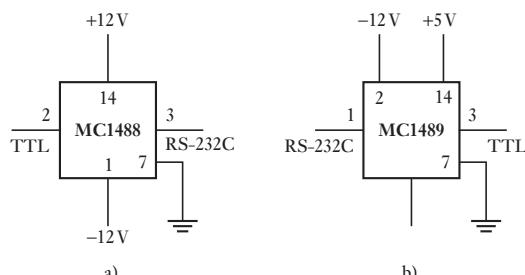
Figura 22.7 Conexiones RS-232: a) configuración mínima, b) conexión con una PC.



La RS-422 utiliza un par de líneas por cada señal y funciona bien hasta una distancia máxima de 1220 m o a velocidades de transmisión de hasta 100 bit/s y en entornos con mayor ruido; sin embargo, no es posible obtener en forma simultánea la velocidad y la distancia máximas. La RS-485 puede cubrir una distancia máxima de 1220 m y velocidades de hasta 100 kbit/s.

La interfaz de comunicaciones en serie del microcontrolador MC68HC11 de Motorola es capaz de establecer comunicaciones bidireccionales a diversas velocidades en baudios. Sin embargo, en la entrada y la salida de este sistema se utiliza una lógica transistor-transistor (TTL), donde el 0 lógico es 0 V y el 1 lógico es +5 V. Los RS-232C estándares son +12 V para el 0 lógico y -12 V para el 1 lógico. Por ello es necesario convertir los niveles de la señal. Para esto se utilizan dispositivos integrados como el MC1488 para la conversión de TTL a RS-232C y MC1489 para la conversión de RS-232C a TTL (Figura 22.8).

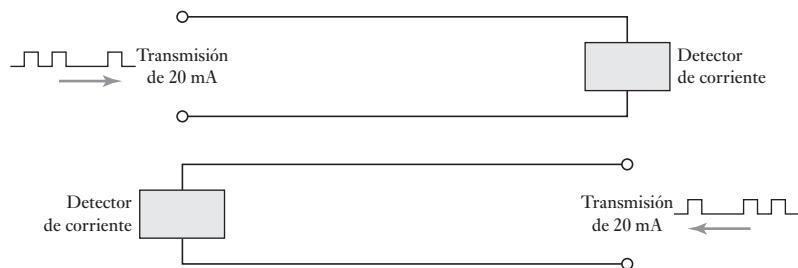
Figura 22.8 Conversión de nivel: a) MC1488, b)MC1489.



22.6.2 Lazo de corriente 20 mA

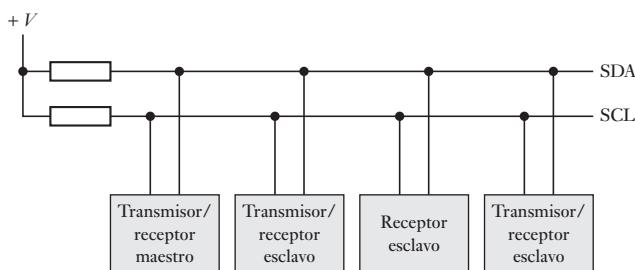
Otra técnica que se basa en la RS-232 pero que no es parte de la norma, es el **lazo de corriente 20 mA** (Figura 22.9). Éste emplea una señal de corriente en lugar de una señal de voltaje. Para la transmisión se utilizan un par de cables separados y los lazos receptores con un nivel de corriente de 20 mA que se usa para indicar un 1 lógico y 0 mA un 0 lógico. Los datos en serie están codificados con un bit de inicio, 8 bits de datos y dos bits de paro. Estas señales de corriente permiten una distancia mucho mayor, unos kilómetros, entre el transmisor y el receptor que con las conexiones de voltaje de la norma RS-232.

Figura 22.9 Lazo de corriente 20 mA.



22.6.3 Bus I²C

El **bus de Intercomunicación con Circuitos Integrados**, más conocido como bus I²C, es el bus de datos diseñado por Philips para la comunicación entre circuitos integrados o módulos. A través de este bus los dispositivos intercambian datos e instrucciones, con sólo dos cables, lo que simplifica de manera considerable los circuitos.

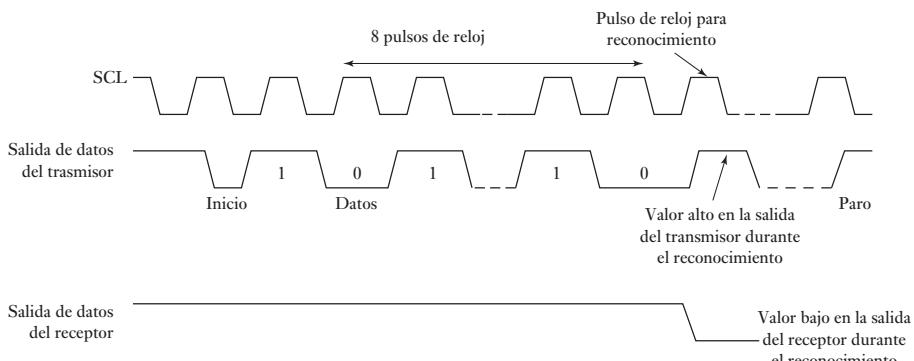
Figura 22.10 Bus I²C.

Ambas líneas son líneas de datos bidireccionales (SDA) y una línea de temporización (SCL). Las dos líneas se conectan a la fuente de alimentación positiva, a través de resistores (Figura 22.10). El dispositivo que produce el mensaje es el transmisor y el dispositivo que recibe el mensaje, el receptor. El dispositivo que controla la operación del bus es el maestro y los dispositivos que controla el maestro son los esclavos.

El protocolo empleado es el siguiente: para iniciar una transferencia de datos es necesario que el bus no esté ocupado; durante la transferencia de datos, cuando el valor en la línea de temporización es alto, la línea de datos debe permanecer. Los cambios en la línea de datos, cuando la línea de temporización tiene un valor alto se interpretan como señales de control.

1. Cuando la línea de datos y de temporización tienen valor alto, el bus no está ocupado.
2. El cambio de estado de la línea de datos de un valor alto a uno bajo, cuando el valor del temporizador es alto, define el inicio de la transferencia de los datos.
3. El cambio de estado de la línea de datos de un valor bajo a uno alto, cuando el valor del temporizador es alto, define el paro de la transferencia de los datos.
4. Los datos se transfieren entre las condiciones de inicio y de paro.
5. Despues del inicio de la transferencia de datos, la línea de datos es estable durante los periodos altos de la señal de temporización, pero tiene la capacidad de cambiar durante los periodos bajos de la señal de temporización.
6. Sólo hay un pulso de temporización por cada bit de datos transmitidos sin límite en el número de bytes de datos que es posible transmitir entre las condiciones de inicio y paro; después de cada byte de datos, el receptor envía un reconocimiento a través del noveno bit.
7. El bit de reconocimiento es de nivel alto colocado en el bus por el transmisor; y un valor de nivel bajo por el receptor.

La Figura 22.11 ilustra la forma de la señal de temporización y las salidas del transmisor y del receptor.

**Figura 22.11** Condiciones del bus.

22.6.4 Bus CAN

Un automóvil moderno puede tener hasta setenta unidades de control electrónico (ECU) para varios subsistemas, como los sistemas de administración del motor, frenos antibloqueo, control de tracción, suspensión activa, bolsas de aire, control de crucero, de ventanas, etcétera. Todo esto implicaría un cableado excesivo. Sin embargo, una alternativa es el uso de un bus de datos común, el cual transmite datos a través de sí mismo y los hace llegar a todas las partes del automóvil. Bosch desarrolló un protocolo conocido como CAN o **Controller Area Network** o red de área de control. Actualmente el bus CAN también se utiliza como un bus de campo en otros sistemas de automatización.

CAN es un bus en serie de varios dominios estándar para la conexión de ECUs. Cada nodo del sistema funciona tanto como emisor y como receptor de mensajes y requiere:

- 1 Un procesador huésped (host) para determinar qué significan los mensajes recibidos y cuáles desea que se transmitan. Los sensores, actuadores y dispositivos de control no están conectados directamente al bus CAN sino a un procesador huésped y a un controlador de CAN.
- 2 Se dispone de un controlador de CAN para almacenar los bits recibidos serialmente desde el bus hasta un mensaje completo. Después de que el controlador de CAN ha disparado una llamada interrumpida, el procesador puede buscar el mensaje. El controlador también almacena mensajes listos para transmisión en serie hasta el bus.
- 3 Un transceptor, el cual es posible que esté integrado al controlador de CAN, para adaptar los niveles de la señal recibida desde el bus a los niveles que el controlador de CAN espera y el cual cuenta con un circuito de seguridad que protege al controlador de CAN. Inclusive se le emplea para convertir la señal transmitida en bits desde el controlador de CAN en una señal que se envía al bus.

Cada mensaje consta de un campo de identificación (ID), para identificar el tipo de mensaje o emisor y elevarlo hasta ocho bits de datos. Se requiere, sin embargo, cierto tipo de arbitraje si dos o más nodos empiezan a enviar mensajes al mismo tiempo. Se sigue un método de arbitraje no destructivo para determinar qué nodo puede transmitir, y la ID con 0s es la que se juzga como dominante y se le permite ganar el conflicto y transmitir. Entonces, cuando un nodo transmisor coloca un bit en el bus pero detecta que ahí ya hay uno más dominante en el bus, desconecta su transmisor y se espera hasta el fin de la transmisión en proceso antes de tratar de empezar a transmitir sus propios datos. Por ejemplo, supongamos que tenemos el ID 110011100110 de 11 bits para el mensaje 1 y el 10001101110 para el mensaje 2. Al momento de la transmisión se ha alcanzado el cuarto bit y el arbitraje indica que el mensaje 1 es dominante y por tanto el mensaje 2 cesa su transmisión.

El formato estándar del marco de datos de CAN para transmisión en serie consta de un mensaje encajonado entre un bit de arranque y una confirmación enviada y el final de los bits del marco. El mensaje tendrá:

- 1 Una ID de 12 bits, en el que el último bit es un bit de solicitud de transmisión remota.
- 2 Un campo de control de 6 bits que consiste en un bit de extensión de identificador, y un bit de reserva, un código de longitud de datos de 4 bits para indicar la cantidad de bits de datos.
- 3 El campo de datos.
- 4 Un campo CRC de 16 bits, es decir, una verificación de redundancia cíclica para detección de errores.

22.6.5 USB

El *Bus Serial Universal (USB)* está diseñado para que monitores, impresoras, módems y otros dispositivos de entrada se conecten fácilmente a las PC; se utiliza el término plug-and-play. El USB utiliza una topología de estrella (vea la sección 22.3); por tanto sólo necesita un dispositivo para conectarse en una PC con otros dispositivos que de esta manera se puedan conectar al anillo resultante en una topología de estrella. Así se cuenta con un anillo huésped en la PC, en el cual se pueden conectar otros anillos externos. Cada puerto es un enchufe de cuatro contactos, dos de los cuales son para toma de energía y los otros dos para comunicaciones. Los USB 1.0 y 2.0 proporcionan un alimentación de 5 V de los cuales los dispositivos del USB pueden obtener energía, aun cuando hay un límite de corriente de 500 mA. Los dispositivos de USB que requieran más potencia de la que se les proporciona por un puerto único pueden utilizar una toma externa.

La especificación de la versión del USB 1.0 de baja velocidad se introdujo en 1996 y tiene una velocidad de transferencia de 12 Mbits/s y está limitado a distancias de cable de 3 m. La especificación de la versión del USB 2.0 de alta velocidad se presentó en abril de 2000 y su velocidad de transferencia de datos es de 480 Mbits/s con un límite de extensión de cable de 5 m, aun cuando puede llegar a utilizar cinco anillos de USB, una larga cadena de cables y los anillos pueden tener distancias de cobertura de hasta 30 m. La especificación de la versión del USB 3.0 de súper velocidad fue liberado por Intel y socios en agosto de 2008 para una velocidad de transferencia de datos de 4.8 Gbits/s, y los productos de esta especificación ya están disponibles. Los datos se transmiten en un modo del semidúplex del USB 1.0 y del dúplex completo del 2.0, lo cual es posible con el USB 3.0 (vea la sección 22.2.2).

El anillo raíz tiene el control total de todos los puertos de USB. De ahí parten todas las comunicaciones con anillos y dispositivos. Ningún dispositivo de USB puede transmitir dato alguno en el bus sin una forma de solicitud de parte del controlador huésped. En el USB 2.0 el controlador huésped prepara el bus para el tráfico. En el USB 3.0 los dispositivos conectados están aptos para solicitar servicio al host. Cuando un dispositivo de USB está conectado primero a un host de USB se inicia un proceso de enumeración de parte del host que envía una señal de reinicio al dispositivo del USB. Luego del reinicio el host lee la información del dispositivo del USB y al dispositivo se le asigna una dirección única de 7 bits. Si el dispositivo tiene el soporte del host, se carga el conductor del dispositivo requerido para la comunicación con el dispositivo. El conductor se utiliza para abastecer la información sobre las necesidades del dispositivo, es decir, qué tipo de elementos como velocidad, prioridad, o función del dispositivo y el tamaño del paquete se necesitan para efectuar la transferencia de datos. Cuando el software de la aplicación requiere enviar o recibir alguna información desde un dispositivo, se inicia una transferencia a través del conductor del dispositivo. Entonces el software del conductor ubica la solicitud en una locación de memoria junto con las solicitudes que han hecho otros conductores de dispositivos. Entonces, el host controlador toma todas las solicitudes y las transfiere en serie a los puertos de anillo del host. Dado que todos los dispositivos están en paralelo en el bus del USB, todos los demás escuchan la información. El host espera una respuesta. Entonces los dispositivos relevantes responden con la información adecuada.

Los paquetes que se envían son de tres tipos, comprobados por nombre, por token y por datos, cada uno con un formato diferente y una CRC (verificación por redundancia cíclica, vea la sección 2.4). Hay cuatro tipos de paquete de token, que son inicio de marco, paquetes de entrada y de salida para activar un dispositivo que envíe o reciba datos, y paquete conformado que se utiliza para la conformación inicial de un dispositivo.

22.6.6 Firewire

El **firewire** es un bus en serie desarrollado por Apple Computers, las especificaciones las da IEEE 1394. El **firewire** ofrece capacidad de conexión y reproducción y se utiliza en aplicaciones como unidades de disco duro, impresoras y cámaras.

22.7

Interfaces de comunicación paralela

Para la interfaz paralela a una impresora es común el uso de la interfaz paralela Centronics. Sin embargo, en instrumentación el uso más común en el que se emplea la interfaz paralela en las comunicaciones es el **Bus de Interfaz de Uso General (GPIB)**, el estándar IEEE 488, originalmente desarrollado por Hewlett Packard para interconectar sus computadoras e instrumentos, por lo que a menudo también se le denomina como el **bus de instrumentación de Hewlett Packard**. A cada uno de los dispositivos conectados al bus se les llama oyente, parlante o controlador. Los oyentes son dispositivos que aceptan datos desde el bus, los parlantes colocan los datos como es requerido por el bus y los controladores manejan el flujo de datos en el bus al enviar comandos a los parlantes y oyentes, también lleva a cabo muestreos para ver qué dispositivos están activos (Figura 22.12a)).

Hay un total de 24 líneas con la interfaz:

1. Ocho líneas bidireccionales para llevar datos y comandos entre varios dispositivos conectados al bus.
2. Cinco líneas para las señales de control y de estado.
3. Tres líneas para el reconocimiento entre los dispositivos.
4. Ocho líneas que son de retorno a tierra.

La Tabla 22.2 hace una lista de funciones de líneas y sus números de terminal en un conector tipo D 25. Se pueden añadir al bus hasta 15 dispositivos a la vez, cada dispositivo tiene su propia dirección.

El bus de datos paralelo de 8 bits es capaz de transmitir datos como un byte de 8 bits a la vez. Cada vez que el byte es transferido el bus viaja a través de un ciclo de reconocimiento. Cada dispositivo en el bus cuenta con su propia dirección. Los comandos desde el controlador están señalados al tomar la línea de atención baja (ATN). Luego los comandos son dirigidos a dispositivos individuales al colocar las direcciones en las líneas de datos: las direcciones del dispositivo se envían vía las líneas de datos como una palabra de 7 bit paralela con los 5 bits más bajos que ofrecen la dirección del dispositivo y los otros 2 bits para información de control. Si ambos bits son 0, los comandos se envían a todas las direcciones; si el bit 6 es 1 y el bit 7 es 0 el dispositivo direccionado se conecta para ser un oyente; si el bit 6 es 0 y el bit 7 es 1 entonces el dispositivo se cambia para ser un parlante.

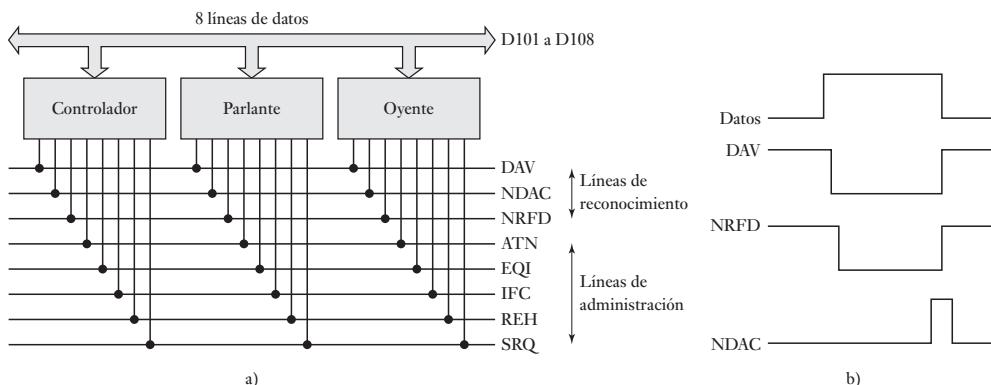


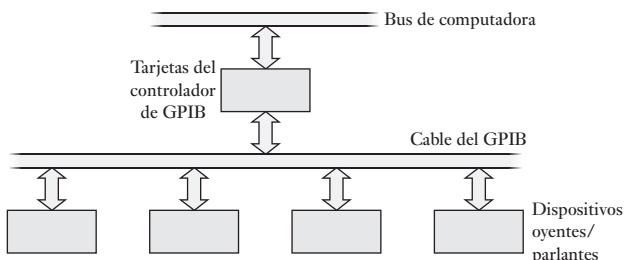
Figura 22.12 Bus GPIB. a) estructura, b) reconocimiento.

Tabla 22.2 Sistema de bus 488 IEEE.

Terminal	Grupo de señales	Abreviatura	Función
1	Datos	D101	Línea de datos 1
2	Datos	D102	Línea de datos 2
3	Datos	D103	Línea de datos 3
4	Datos	D104	Línea de datos 4
5	Administración	EOI	Fin o identificación. Se utiliza para indicar el fin de la secuencia de un mensaje de un dispositivo hablante o para que el controlador solicite a un dispositivo que se identifique
6	Reconocimiento	DAV	Datos válidos. Cuando el nivel es bajo en esta línea, la información del bus de datos es válida y aceptable
7	Reconocimiento	NRFD	No está lista para los datos. Los dispositivos oyentes utilizan esta línea con un valor alto para indicar que están listo para aceptar datos
8	Reconocimiento	NDAC	Datos no aceptados. Los oyentes usan esta línea con un valor alto para indicar que se aceptan datos
9	Administración	IFC	Interfaz en cero. Con esta señal el controlador restablece todos los dispositivos del sistema al estado de inicio
10	Administración	SRQ	Petición de servicio. Los dispositivos la utilizan para indicar al controlador que requieren atención
11	Administración	ATN	Atención. El controlador utiliza esta señal para indicar que en las líneas de datos se coloca un comando
12		SHIELD	Protección
13	Datos	D105	Línea de datos 5
14	Datos	D106	Línea de datos 6
15	Datos	D107	Línea de datos 7
16	Datos	D108	Línea de datos 8
17	Administración	REN	Activación remota. Habilita a un dispositivo para indicar que se debe seleccionar para control remoto y no por su propio tablero de control
18		GND	Tierra/conexión común (cable de par trenzado con DAV)
19		GND	Tierra/conexión común (cable de par trenzado con NRFD)
20		GND	Tierra/conexión común (cable de par trenzado con NDAC)
21		GND	Tierra/conexión común (cable de par trenzado con IFC)
22		GND	Tierra/conexión común (cable de par trenzado con SRG)
23		GND	Tierra/conexión común (cable de par trenzado con ATN)
24		GND	Tierra de la señal

El reconocimiento utiliza las líneas DAV, NRFD y NDAC, las tres líneas aseguran que sólo el hablante hablará cuando sea escuchado por los oyentes (Figura 22.12b)). Cuando un oyente está listo para aceptar datos, la línea NRFD se hace alta. Cuando los datos se han puesto en la línea, DAV se hace baja para notificar a los dispositivos que los datos están disponibles. Cuando un dispositivo acepta una palabra de datos éste establece NDAC alta para indicar que éste ha aceptado los datos y NRFD baja para indicar que ahora no está lista para aceptar datos. Cuando todos los oyentes han establecido la NDAC alta, entonces el parlante cancela la señal válida de datos, la DAV se sube, lo que da como resultado que la NDAC se ajuste en baja. El proceso entero se puede repetir para otra palabra que se coloque en el bus de datos.

El GPIB es un bus que se usa para hacer la interfaz a un rango amplio de instrumentos, es decir, multímetros digitales y osciloscopios digitales, a través

Figura 22.13 Hardware GPIB.

de tarjetas de conexión (Figura 22.13) para las computadoras con cables estándar que se utilizan para interconectar la tarjeta con los instrumentos vía interfaces.

22.7.1 Otros buses

Los buses se utilizan para conectar la CPU a los puertos de entrada/salida u otros dispositivos entre ellos:

1. El *bus de computadora XT* introducido en 1983 para transferencias de datos de 8 bits con computadoras IBM PC/XT y compatibles.
2. El *bus AT*, también conocido como el *bus de arquitectura estándar industrial (ISA)*, se introdujo más tarde para emplearse en la transferencia de 16 bits con PC IBM y otras computadoras compatibles que usan microprocesadores 80286 y 80386. El bus AT es compatible con el bus XT de manera que las tarjetas de conexión XT se pueden utilizar en las ranuras de bus AT.
3. El *bus de arquitectura estándar industrial extendida (EISA)* se desarrolló para manejar transferencias de datos de 32 bits con PC IBM otras computadoras compatibles que trabajan con microprocesadores 80386 y 80486.
4. El *bus de arquitectura de microcanal (MCA)* es un bus de transferencia de datos de 16 o 32 bits diseñado para usarse en computadoras personales Sistema/1 (PS/2) de IBM. Las tarjetas que se utilizan con este bus no son compatibles con las tarjetas PC/XT/AT.
5. El *NuBus* es el bus de 32 bits que utilizan las computadoras Macintosh II de Apple.
6. El *Bus-S* es el bus de 32 bits que se utiliza en las estaciones SPARC de Sun Microsystems.
7. El *TURBO canal* es el bus de 32 bits que se utiliza en las estaciones de trabajo 5000 de DECstation.
8. El *bus VME* es el bus creado por Motorola para que trabaje con su sistema de 32 bits basado en el microprocesador 6800. Sin embargo, este bus se usa ahora muy ampliamente en otros sistemas de cómputo como bus de sistemas de instrumentación.

Los anteriores se denominan **buses de la matriz de conectores**, el término matriz de conectores se refiere a la tarjeta (Figura 22.14) en la que se montan los conectores y a la que se pueden enchufar tarjetas de circuito impreso con una función específica, por ejemplo, memoria. La matriz de conectores suministra datos, señales de dirección y señales de bus a cada tarjeta, de manera que permite que los sistemas se expandan usando tarjetas de venta independiente. Estos buses de cómputo se deben conectar como interfaz entre instrumentos y dispositivos periféricos. Existen diversas configuraciones de tarjetas para adquisición de datos y tarjetas de instrumentos, dependiendo de la computadora con la que se trabaje.

Figura 22.14 Bus de la matriz de conectores.

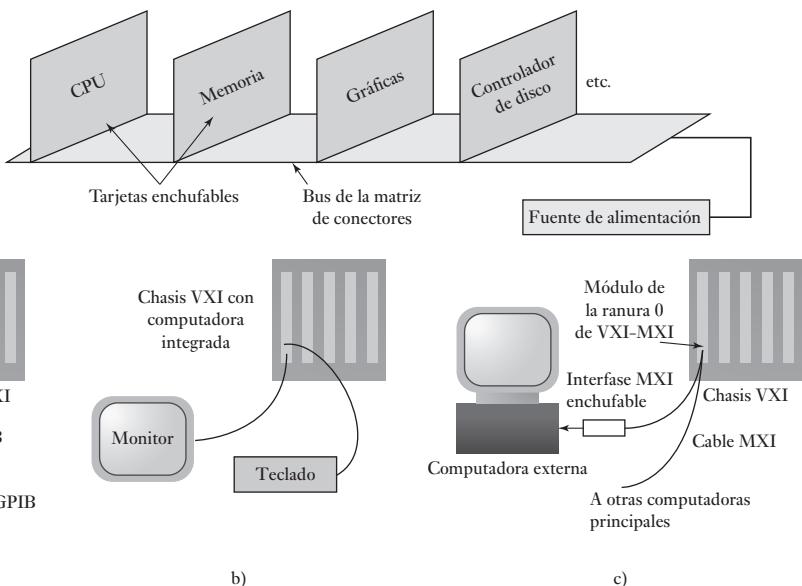


Figura 22.15 Opciones de VXI.

El VXIbus (*VME Extensions for instrumentation*, extensión para instrumentación) es una extensión de la especificación del VMEbus que se ha diseñado para aplicaciones de instrumentación como el equipo de prueba automático donde se requieren comunicaciones de velocidad mayores a las que se pueden obtener con el bus GPIB. También da una mejor sincronización y activación, se ha desarrollado por un consorcio de fabricantes de instrumentos de manera que es posible esa interoperabilidad entre los productos de diferentes compañías. El sistema incluye tarjetas VXI enchufadas a una computadora central. La Figura 22.15 muestra una cantidad de configuraciones de sistema posibles que se pueden usar. En la Figura 22.15a) una computadora central VXI está interconectada a un controlador externo, una computadora, vía un enlace GPIB. El controlador habla a través de este enlace, que se vale de un protocolo GPIB para una tarjeta de interfaz en el chasis, el cual traduce el protocolo GPIB en el protocolo VXI, lo que provoca que los instrumentos VXI aparezcan para que el controlador sean instrumentos GPIB y les permitan ser programados con los métodos GPIB. La Figura 22.15b) muestra la computadora completa integrada al chasis VXI. Esta opción ofrece el tamaño más pequeño posible para el sistema y permite a la computadora usar directamente el bus de la matriz de conectores VXI. En la Figura 22.15c) se emplea un sistema especial de cable encendido de bus de alta velocidad, el MXIbus, para interconectar una computadora y el chasis VXI, el MXI es 20 veces más rápido que el GPIB.

22.8

Protocolos inalámbricos

IEEE 802.11 es un estándar propuesto para las LAN inalámbricas, especificando las capas físicas (PHY) y las capas de control de acceso medio (MAC) de la red. La capa MAC especifica un protocolo de método de acceso múltiple por detección de portadora y detección de colisión (CSMA/CA). Con esto, cuando un nodo tiene un paquete listo para la transmisión, primero escucha para asegurar que ningún otro nodo está transmitiendo y si está despejado

do entonces transmite. De otra manera, espera y luego intenta de nuevo. Cuando se transmite un paquete, el nodo de transmisión envía afuera y paquete listo para enviar (RTS) con información sobre la longitud del paquete y luego envía su paquete. Cuando el paquete es recibido con éxito el nodo receptor transmite un paquete de reconocimiento (ACK).

El Bluetooth es un estándar global para transmisión de radio de corto alcance. Cuando dos dispositivos equipados con Bluetooth están dentro de 10 m entre sí, se puede establecer una conexión que se usa ampliamente para teléfonos portátiles y PCs.

Resumen

Un **bus externo** es un conjunto de líneas de señales que interconectan microprocesadores, microcontroladores, computadores y PLCs y también los conecta con equipo periférico.

El **control de computadora centralizado** implica el uso de una computadora central para controlar una planta entera. Con el **sistema jerárquico** hay un sistema jerárquico de computadoras según las tareas que ejecutan. Con el **sistema distribuido**, cada sistema de computación ejecuta tareas esenciales similares para todos los otros sistemas de computación.

La comunicación de datos puede ser vía **transmisión paralela** o **en serie**. La transmisión de datos en serie puede ser una transmisión ya sea asincrónica o sincrónica. Una **transmisión asincrónica** implica que el transmisor y las computadoras receptoras no están sincronizados, cada uno tiene sus propias señales de sincronización independientes. La transmisión de datos en serie se da en uno de los tres modos: simplex, semidúplex o unidireccional y modo dúplex o bidireccional.

El término **red** se emplea para un sistema que permite que dos o más computadoras/microprocesadores se interconecten para el intercambio de datos. Las formas que se utilizan más son el bus de datos, estrella, jerarquía o de árbol, anillo y malla. El control de acceso a la red es necesario para asegurar que sólo un usuario puede transmitir en cualquier momento; con las redes basadas en anillo, los métodos utilizados son paso por token y paso por ranura mientras que el método de acceso múltiple por detección de portadora y detección de colisión se utiliza con bus o redes de jerarquía. Un **protocolo** es un conjunto formal de reglas que regulan el formato de los datos, la sincronización, la secuenciación, el control de acceso y el control de error.

La ISO (International Organization for Standardization) ha definido un sistema de protocolo estándar de siete capas denominado modelo de **Interconexión de Sistemas Abiertos** (Open System Interconnection OSI).

Las **interfaces de comunicación en serie** incluyen RS-232 y sus últimas versiones, I²C y CAN. Las **interfaces de comunicación paralelas** incluyen al Bus de Interfaz de Uso General (GPIB).

Problemas

- 22.1 Explique la diferencia entre un sistema de comunicación centralizado y uno distribuido.
- 22.2 Explique en qué consisten las configuraciones de red bus/árbol y anillo.

- 22.3 Suponga que se necesita una LAN para cubrir distancias entre nodos de más de 100 m, ¿se utilizaría topología de bus o de anillo?
- 22.4 Si se requiere una LAN de varios canales, ¿se utilizaría una transmisión de banda ancha o una de banda de base?
- 22.5 ¿Qué son un MAP y un TOP?
- 22.6 Explique qué significa protocolo de comunicación.
- 22.7 Explique en forma breve en qué consisten los dos tipos de control de acceso múltiple que se utilizan en las LAN.
- 22.8 Un microcontrolador M68HC11 es un ‘oyente’ que se conecta con un ‘parlante’ a través de un bus GPIB. Indique qué conexiones se deben hacer para utilizar un reconocimiento total.
- 22.9 ¿Qué problema se debe resolver para que la interfaz de comunicaciones de datos en serie del microcontrolador M68HC11 pueda enviar datos a través de una interfaz RS-232C?
- 22.10 ¿Qué es un bus de matriz de conectores?



Capítulo veintitrés

Localización de fallas

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Reconocer las técnicas que se usan para identificar las fallas en sistemas basados en microprocesadores, entre ellos hardware y software.
- Explicar el uso de la emulación y simulación.
- Explicar cómo encontrar una falla con los sistemas PLC.

23.1

Técnicas para detección de fallas

Este capítulo es una breve reflexión sobre la detección de fallas en sistemas de medición, control y comunicación de datos. Se encuentran detalles de las pruebas para detectar fallas en sistemas o componentes específicos en los manuales del fabricante.

Entre las diversas técnicas para detectar fallas se encuentran:

1. Verificación de réplica

Consiste en duplicar una actividad y comparar los resultados. En ausencia de fallas se supone que los resultados deben ser los mismos. Por ejemplo, con errores transitorios, la operación se repite dos veces y se comparan los resultados, o se duplican los sistemas y se comparan los resultados de ambos. Esta última opción puede ser costosa.

2. Verificación del valor esperado

Es común detectar errores de software al verificar si un valor esperado se obtiene cuando se utiliza la misma entrada numérica. Si no se obtiene el valor esperado significa que hay un error.

3. Verificación de temporización

Consiste en observar la temporización de una función, para verificar que se realiza en el tiempo dado. Estas verificaciones se conocen como **temporizadores vigilantes**. Por ejemplo, en un PLC, al iniciar una operación también se activa un temporizador y si la operación no concluye dentro del tiempo especificado, se interpreta que ha ocurrido un error. El temporizador vigilante se activa, enciende una alarma y detiene una parte o toda la planta.

4. Verificación inversa

Cuando existe una relación directa entre los valores de entrada y salida, se puede tomar el valor de la salida y calcular el valor de la entrada que originó esa salida. Este valor se compara con la entrada real.

5. Verificación de paridad y codificación de error

Este tipo de verificación se usa para detectar errores de memoria y transmisión de datos. Es frecuente que los canales de comunicación estén su-

jetos a interferencias que pueden alterar los datos que transmiten. Para detectar si un dato está dañado, se añade un bit de paridad a la palabra de datos transmitidos. Este bit se elige para que el número de unos obtenido en el grupo sea impar (paridad impar) o par (paridad par). Si la paridad es impar, una vez transmitida la palabra, se verifica que siga siendo impar. Otras formas de verificación consisten en añadir códigos a los datos transmitidos para detectar bits dañados.

6. Verificaciones de diagnóstico

Las verificaciones de diagnóstico se usan para probar el comportamiento de las componentes de un sistema. Se aplican entradas a esas componentes y se comparan las salidas con las que deben ocurrir.

23.2

Temporizador vigilante

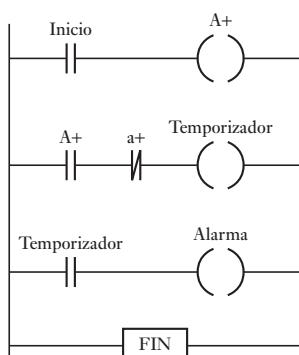


Figura 23.1 Temporizador vigilante.

El temporizador vigilante es en principio un temporizador que el sistema debe restablecer antes de que se acabe el tiempo. Si no se restablece a tiempo, se entiende que ocurrió un error.

Como ejemplo de este temporizador, la Figura 23.1 muestra un sencillo programa en escalera, que proporciona al PLC un temporizador vigilante para una operación que consiste en el desplazamiento de un vástago dentro de un cilindro. Cuando el interruptor de inicio se cierra, el solenoide A+ se activa y el vástago empieza a moverse. También se activa un temporizador. Una vez que el vástago se desplaza todo, abre el sensor de posición a+, esto detiene el temporizador. Sin embargo, si a+ no se abre antes del tiempo programado, su contacto se cierra y suena una alarma. Entonces el temporizador puede calibrarse para 4 s, suponiendo que el vástago se desplaza por completo en ese tiempo. Si por el contrario, el vástago se atasca y no logra cumplir el tiempo, suena la alarma.

Cuando un microprocesador ejecuta instrucciones almacenadas en memoria, una perturbación eléctrica cercana podría afectar por un momento al bus de datos del procesador y acceder un byte equivocado. En forma alterna, un error de software podría causar problemas en el procesador cuando regresa de una subrutina. Debido a estos errores, el sistema puede detenerse con posibilidad de causar graves daños a los actuadores controlados por el microprocesador. Para evitar que esto suceda en sistemas de crucial importancia, se utiliza un temporizador vigilante que restablece al microprocesador.

Como ejemplo del uso de temporizadores vigilantes internos de sistemas basados en microprocesadores, considere el microcontrolador MC68HC11 que incluye un temporizador vigilante interno denominado **computadora operando correctamente (COP)** para detectar errores en el procesamiento del software. Cuando inicia el temporizador COP, el programa principal debe restablecerlo en forma periódica, antes de que se le acabe el tiempo. Si se acaba el tiempo del temporizador vigilante antes de reiniciar la temporización, ocurre un restablecimiento por falla del COP. Para restablecer a tiempo cero el temporizador COP, se escribe \$55 (0x55 en lenguaje C) en su registro de reinicio (COPRST) en la dirección \$103A (0x103A), y escribiendo después en el programa \$AA (0xAA) para poner en cero el temporizador COP. Si el programa se queda “atorado” entre las dos instrucciones y se acaba el tiempo del COP, se ejecuta la rutina de restablecimiento por falla del COP. Las líneas del programa en lenguaje ensamblador son las siguientes:

LDAA	#\$55	; temporizador de restablecimiento
STAA	\$103A	; se escribe \$55 en COPRST
		; otras líneas de programa

LDAA	#\$AA	; puesta en cero del temporizador
STAA	\$103A	; se escribe \$AA en COPRST

El periodo de funcionamiento del COP se configura definiendo CR1 y CR2 en el registro OPTION, dirección \$1039 (0x1039), sea 0 ó 1. Por ejemplo, si CR1 se define como 0 y CR2 como 0, el lapso de temporización es 16.384 ms; si CR1 es igual a 1 y CR2 igual a 0, el lapso de temporización es 262.14 ms.

23.3

Verificación de paridad y codificación de errores

Para detectar si una señal de datos está dañada y tiene errores producidos por ruido, se utilizan técnicas para detección de errores. Una de éstas es la **verificación de la paridad**.

En la sección 4.5.2 se explicó de manera breve el método de la paridad para detectar errores. Con este método se agrega al mensaje un bit adicional, para que el número total de unos sea un número par cuando se usa la paridad par, o un número impar cuando se utiliza la paridad impar. Por ejemplo, el carácter 1010000 tendrá un bit de paridad colocado antes del bit más significativo de un 0 con el sistema de paridad par, 01010000, o un 1 con paridad impar 11010000.

Este método puede detectar un error en el mensaje, pero no la presencia de dos errores, ya que no se produce cambio en la paridad; por ejemplo, con paridad par, un solo error en el tercer bit del número anterior se detectaría en 1101100, porque el bit de verificación de paridad no sería el correcto; pero no se detectaría si también hay un error en el primer bit, ya que 1101110 tendría el bit de paridad correcto.

Si no se detecta un error, al regresar el carácter ACK a la terminal de envío se interpreta que en la señal no hay errores. Si se detecta un error se utiliza la señal NAK. Esto se conoce como **p petición de repetición automática (ARQ)**. La señal NAK ocasiona la retransmisión del mensaje.

La eficiencia en la detección de errores aumenta al emplear la **paridad de bloque**. El mensaje se divide en varios bloques y al final de cada uno se agrega un carácter de verificación de bloque. Por ejemplo, en el siguiente bloque, al final de cada fila se coloca un bit de verificación de paridad par y un bit de verificación adicional al pie de cada columna:

	Bits de información				Bit de verificación
Primer símbolo	0	0	1	1	0
Segundo símbolo	0	1	0	0	1
Tercer símbolo	1	0	1	1	1
Cuarto símbolo	0	0	0	0	0
Bits de verificación de bloque	1	1	0	0	0

La paridad de cada fila y cada columna se verifica en el receptor; un error se detecta por la intersección de la fila y la columna que contiene el bit de verificación con error.

Otra forma de detectar errores es la **verificación de redundancia cíclica (CRC, cyclic redundancy checking)**. En la terminal transmisora el número binario que representa los datos que se van a transmitir se divide entre un número predeterminado utilizando aritmética de módulo 2. El residuo de la división es el carácter de la CRC que se transmite junto con los datos. En el

receptor, los datos y el carácter de la CRC se dividen entre el mismo número. Si durante la transmisión no ocurrieron errores no habrá residuo.

Un código común de CRC es el CRC-16, que usa 16 bits para la secuencia de verificación. Estos 16 bits se consideran los coeficientes de un polinomio, con el número de bits igual a la potencia máxima del polinomio. El bloque de datos primero se multiplica por la potencia máxima del polinomio, es decir, x^{16} , y luego se divide entre el polinomio del CRC:

$$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$$

con base en una aritmética de módulo 2, es decir, $x = 2$ en el polinomio. El polinomio de CRC es 10001000000100001. El residuo de la división de este polinomio es el CRC.

Por ejemplo, suponga que se tiene el dato 10110111, o el polinomio:

$$x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x^1 + 1$$

y un polinomio de CRC:

$$x^5 + x^4 + x^1 + 1$$

o 110011. El polinomio de los datos primero se multiplica por x^5 el resultado es:

$$x^{12} + x^{10} + x^9 + x^7 + x^6 + x^5$$

y, por lo tanto, 1011011100000. Al dividir entre el polinomio de la CRC, se obtiene:

$$\begin{array}{r} 11010111 \\ 110011 \overline{)1011011100000} \\ 110011 \\ \underline{110011} \\ 110011 \\ \underline{110011} \\ 100100 \\ \underline{110011} \\ 101110 \\ \underline{110011} \\ 111010 \\ \underline{110011} \\ 01001 \end{array}$$

es decir, el residuo 01001 es el código de la CRC que se transmite con los datos.

23.4

Fallas comunes de hardware

Las siguientes son algunas de las fallas que se producen con mayor frecuencia en determinado tipo de componentes y sistemas.

23.4.1 Sensores

Cuando se producen fallas en un sistema de medición, una de las causas posibles es una falla en el sensor. Una forma sencilla de probarlo es reemplazar ese sensor por uno nuevo y observar qué efectos tiene en los resultados que pro-

duce el sistema. Si los resultados cambian es muy probable que el problema esté en el sensor original; si los resultados no cambian, la falla está en otra parte del sistema. También se debe verificar que las fuentes de voltaje y de corriente proporcionen los valores correctos, que haya continuidad eléctrica en los cables de conexión, que el sensor esté montado en forma correcta y se use de acuerdo con las condiciones especificadas en la hoja del fabricante, etcétera.

23.4.2 Interruptores y relevadores

El polvo y las partículas de suciedad entre los contactos de un interruptor son la causa más común de un funcionamiento incorrecto de los interruptores mecánicos. Un voltímetro conectado a un interruptor indicará el voltaje aplicado si los contactos están abiertos, o una lectura muy cercana a cero si los contactos están cerrados. Los interruptores mecánicos que se utilizan para detectar la posición de algo, por ejemplo, la presencia de una pieza de trabajo en una banda transportadora, no darán la respuesta adecuada si la alineación es incorrecta, o si la palanca de actuación está doblada.

Al revisar un relevador pueden descubrirse arcos eléctricos o contactos soldados. La solución es cambiar el relevador. Si un relevador falla, se debe revisar el voltaje del devanado. Si el voltaje es correcto, se verifica la continuidad en el devanado con un óhmetro. Si en el devanado no hay voltaje es probable que la falla se deba al transistor de comutación del relevador.

23.4.3 Motores

El mantenimiento que se da a motores de c.d. y de c.a. incluye una lubricación adecuada. En los motores de c.d. las escobillas se desgastan y es necesario cambiarlas. La calibración de las nuevas escobillas debe realizarse de acuerdo con las especificaciones del fabricante. Si un motor de c.a. monofásico con arranque por capacitor arranca con lentitud, es probable que requiera de un nuevo capacitor. El motor de inducción trifásico no tiene escobillas, commutador, anillos colectores, ni capacitor de arranque y, a menos que se someta a una sobrecarga severa, el único mantenimiento que requiere es lubricación periódica.

23.4.4 Sistemas hidráulicos y neumáticos

Una causa común de fallas en los sistemas hidráulicos y neumáticos es el polvo. Las pequeñas partículas de polvo dañan sellos, tapan orificios, producen atascos en los conductos de las válvulas, etc. Por ello es necesario revisar y limpiar con regularidad los filtros; las componentes deben desarmarse sólo en entornos limpios, es necesario revisar y cambiar el aceite periódicamente. En un circuito eléctrico, el método común de prueba es medir los voltajes en diversos puntos. Del mismo modo, en un sistema hidráulico y neumático se necesita medir la presión en determinados puntos. Los daños causados a un sello pueden provocar fugas en los cilindros hidráulicos y neumáticos, más allá de lo normal, esto produce una caída en la presión del sistema al accionar un cilindro. La solución es reemplazar los sellos de los cilindros. Las paletas de los motores se van desgastando hasta que ya no se logra un buen sellado en la carcasa del motor, lo que produce una notable disminución de la potencia del motor. En este caso se deben reemplazar las paletas. Causas frecuentes de fallas son las fugas en mangueras, tuberías y conexiones.

23.5**Sistemas basados en microprocesadores**

Las fallas más comunes en sistemas con microprocesadores son:

1. *Fallas en el chip*

Si bien los chips son muy confiables, en ocasiones pueden fallar.

2. *Fallas de componentes pasivos*

Los sistemas de microprocesadores tienen componentes pasivos como resistores y capacitores. Una falla en ellos puede provocar el funcionamiento inadecuado del sistema.

3. *Circuitos abiertos*

Un circuito abierto puede causar la interrupción en la ruta de una señal o en una línea de suministro eléctrico. Las causas más frecuentes son uniones que se desoldaron o están mal soldadas, fracturas en la pista de un circuito impreso, una conexión defectuosa en un conector y roturas de los cables.

4. *Corto circuito*

Cortos circuitos entre puntos de una tarjeta que no deben estar conectados, pueden deberse a exceso de soldadura que crea un puente entre las pistas del circuito impreso.

5. *Interferencias externas*

Los impulsos inducidos en forma externa pueden afectar el funcionamiento del sistema, ya que se les interpreta como señales digitales válidas. Estas interferencias pueden originarse en la fuente de alimentación, la cual experimenta picos como consecuencia de que otro equipo que comparte el mismo circuito de suministro eléctrico se esté encendiendo y apagando. Para eliminar este tipo de picos se utilizan filtros en la fuente de alimentación principal.

6. *Errores del software*

A pesar de las pruebas exhaustivas que se aplican al software, existe la posibilidad de fallas, que en ciertas condiciones de entrada o salida puedan dar lugar a errores.

23.5.1 Técnicas para localización de fallas

Algunas técnicas para detección de fallas en sistemas con microprocesadores son las siguientes:

1. *Inspección visual*

Observar con cuidado el sistema que presenta fallas puede revelar la fuente del problema; por ejemplo, un circuito integrado flojo o exceso de soldadura que une pistas en una tarjeta.

2. *Multímetro*

El multímetro es de uso limitado en los sistemas con microprocesadores; pero, es muy útil para revisar las conexiones abiertas o en corto circuito, así como las fuentes de alimentación.

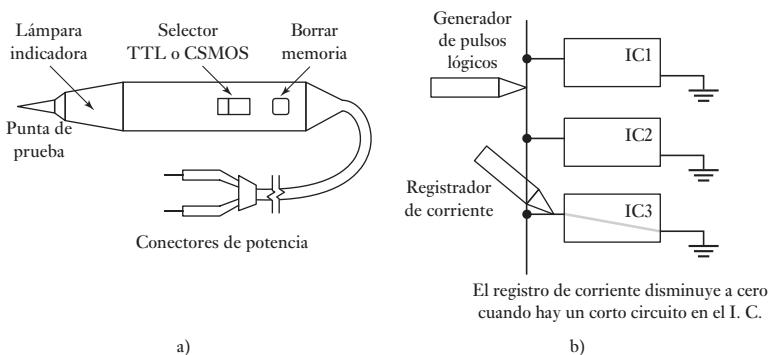
3. *Osciloscopio*

El uso del osciloscopio se limita a situaciones en las que hay señales que se repiten; la más evidente es la señal del reloj. La mayoría de las otras señales de un sistema con microprocesador no son repetitivas y dependen del programa que se esté ejecutando.

4. *Punta de prueba lógica*

La punta de prueba lógica es un dispositivo manual (Figura 23.2a)), en forma de bolígrafo que permite determinar el nivel lógico en cualquier

Figura 23.2 a) Punta de prueba lógica, b) registrador de corriente.



punto del circuito al que se conecta. El interruptor selector permite elegir entre las operaciones TTL o CMOS; cuando la punta de prueba entra en contacto con el punto en cuestión, el foco indicador señala si dicho punto tiene un valor inferior al umbral del nivel lógico 0, superior al umbral del nivel lógico 1, o si es una señal pulsante. Por lo general, la punta de prueba incluye un circuito para alargamiento de pulso con objeto de prolongar la duración de un pulso y así dar tiempo suficiente para que se accione el foco indicador. Con un circuito de memoria se puede detectar un solo pulso; en este caso se opriime el botón para borrar la memoria y apagar el foco, entonces el foco registra todos los cambios en el nivel lógico.

5. Generador de pulsos lógicos

El generador de pulsos lógicos es un generador manual en forma de bolígrafo que inyecta pulsos a los circuitos. La punta de prueba del generador se opriime en el nodo de un circuito, y se presiona el botón para generar un pulso. Con frecuencia se utiliza junto con la punta de prueba lógica para verificar las funciones de las compuertas lógicas.

6. Registrador de corriente

El registrador de corriente es similar a la punta de prueba lógica, pero lo que se detecta es la corriente pulsante de un circuito, no los niveles de voltaje. La punta del registrador de corriente tiene sensibilidad magnética por lo que detecta las variaciones del campo magnético cercano al conductor que lleva una corriente pulsante. La punta del registrador se desplaza a lo largo de las pistas de un circuito impreso para rastrear las vías de baja impedancia por las que circula corriente (Figura 23.2b)).

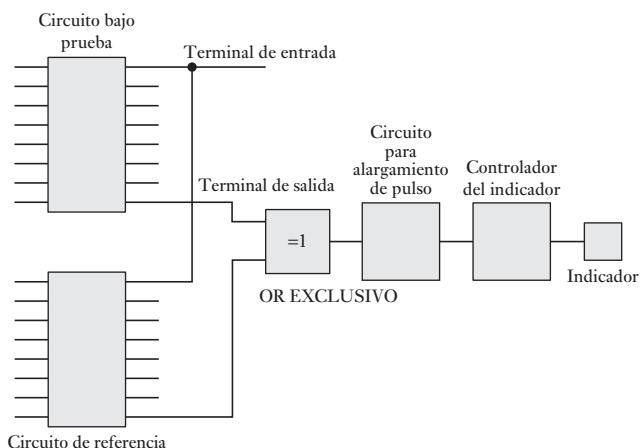
7. Pinzas lógicas

Las pinzas lógicas son dispositivos que se sujetan a un circuito integrado y se van desplazando para hacer contacto con cada terminal. Los indicadores de LED muestran el estado lógico de cada terminal, cada una de las cuales tiene un estado lógico.

8. Comparador lógico

Con el comparador lógico se prueban circuitos integrados al compararlos con un circuito integrado de referencia (Figura 23.3). Sin sacar el circuito integrado que se desea probar de su circuito cada terminal de entrada se conecta en paralelo con la terminal de entrada correspondiente del circuito integrado de referencia; de igual forma, las terminales de salida se conectan con la terminal de salida correspondiente del circuito integrado de referencia. Ambas salidas se comparan con una compuerta OR-EXCLUSIVO,

Figura 23.3 Comparador lógico.



que da una salida cuando las dos salidas difieren. Para alargar la duración de la señal que alimenta al indicador, se usa un circuito de alargamiento de pulso, de manera que los pulsos de duración muy breve tengan como resultado que el indicador esté encendido un lapso notorio.

9. Analizador de firma

En los sistemas analógicos, la detección de fallas suele consistir en hacer un rastreo a través del circuito y observar las formas de onda en los nodos, al compararlas con el tipo de onda que se espera es posible detectar y localizar fallas. En los sistemas digitales, el procedimiento es más complejo, dado que los trenes de pulsos en los nodos son muy similares. Para determinar si hay un error, la secuencia de pulsos se convierte en una forma más fácil de identificar, por ejemplo 258F, que se conoce como **firma**. La firma en un nodo se compara con la que debería ocurrir. Cuando el analizador de firma se utiliza en un circuito, con frecuencia es necesario que se diseñe para que se desconecten con facilidad las vías de realimentación, de manera que la prueba detenga secuencias de señales erróneas que se realimentan durante la prueba. Se activa un breve programa, guardado en la ROM, para estimular a los nodos y permitir la obtención de las firmas. También se puede probar el microprocesador si se desconecta el bus de datos para aislarlo de la memoria de manera que tenga una ‘corrida libre’ y envíe una instrucción ‘sin operación’ (NO) a cada una de sus direcciones. Las firmas del bus del microprocesador en este estado se comparan con las que se esperan.

10. Analizador lógico

El analizador lógico se usa para muestrear y guardar en forma simultánea en una memoria tipo ‘primero en entrar, primero en salir’ (FIFO) los niveles lógicos del bus y las señales de control de la unidad sometida a prueba. El punto del programa donde se inicia o concluye la captura de datos se selecciona con una ‘palabra de disparo’. El analizador compara esta palabra con los datos que entran y sólo empieza a guardarlos cuando la palabra ocurre en el programa. La captura de datos continúa para un número pre-determinado de pulsos del reloj y luego se detiene. Los datos guardados se presentan en una lista en código binario, octal, decimal o hexadecimal, o en un visualizador de tiempo, en el que las formas de las ondas se presentan como funciones del tiempo o como una indicación mnemónica.

23.5.2 Métodos sistemáticos para la localización de fallas

Los métodos sistemáticos para la localización de fallas son:

- De la entrada a la salida*

En el primer bloque del sistema se inyecta una señal de entrada y se hacen mediciones en secuencia, empezando por el primer bloque, en la salida de cada uno hasta localizar el bloque con la falla.

- De la salida a la entrada*

En el primer bloque del sistema se inyecta una señal de entrada y se realizan mediciones en secuencia, empezando por el último bloque, en la salida de cada uno hasta localizar el bloque con la falla.

- Por división a la mitad*

En el primer bloque del sistema se inyecta una señal de entrada. Los bloques que forman el sistema se dividen en mitades y se prueba cada mitad para determinar en cuál está la falla. La mitad con la falla se divide de nuevo a la mitad y se repite el procedimiento.

23.5.3 Autoprueba

En un sistema con microprocesadores se puede usar software para implantar un programa de autoprueba para que funcione correctamente. Con frecuencia, estos programas se inician durante la secuencia de arranque del sistema, al encenderlo. Por ejemplo, los circuitos de control de las impresoras incluyen microprocesadores y, en general, el programa de control guardado en una ROM incluye rutinas de prueba. Al encender la impresora se ejecutan todas estas rutinas y no recibe datos hasta que todas las pruebas indican que no hay fallas en el sistema.

Una de las pruebas básicas de la ROM consiste en sumar todos los bytes de datos guardados en la ROM y comparar la suma con la que ya tiene guardada (la llamada **prueba de verificación de la suma**). Si hay alguna diferencia, entonces la ROM tiene una falla; si no hay diferencia, no hay falla. Una prueba básica de una RAM consiste en guardar en cada ubicación de memoria patrones de datos donde los bits adyacentes tengan niveles lógicos opuestos, por ejemplo, hex 55 y AA; a continuación se leen los valores guardados con objeto de verificar que correspondan a los datos enviados (también llamada **prueba de tablero**).

23.6

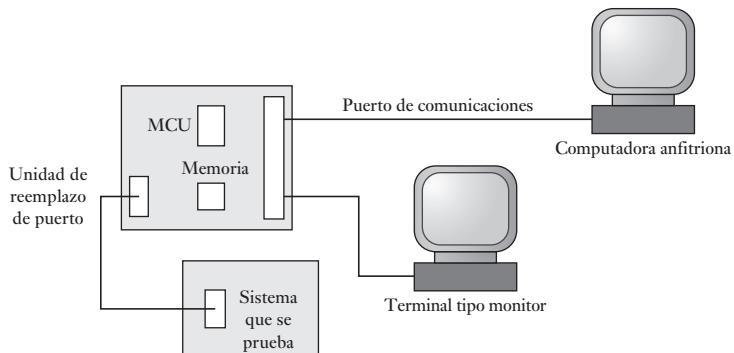
Emulación y simulación

Un emulador es una tarjeta de prueba con la que se revisa el microcontrolador y su programa. La tarjeta contiene:

1. Un microcontrolador.
2. Chips de memoria que el microcontrolador utiliza como memoria para el programa y datos.
3. Un puerto de entrada/salida para establecer conexiones con el sistema que se está probando.
4. Un puerto de comunicaciones a través del cual se baja el código del programa de una computadora y se monitorea el funcionamiento del mismo.

El código del programa se escribe en una computadora anfitriona y luego se baja a través de una conexión en serie o en paralelo a la memoria de la tarjeta. El microcontrolador funciona como si el programa estuviera guardado en su propia memoria interna. La Figura 23.4 ilustra la configuración general.

Figura 23.4 Uso de un emulador.



Las líneas de entrada/salida del microcontrolador se conectan por un puerto de entrada/salida de la tarjeta a un dispositivo enchufable del sistema que se prueba de manera que opere como si el microcontrolador estuviese conectado a él. La tarjeta ya está programada con un sistema de monitoreo que permite observar la operación del programa y revisar y modificar el contenido de la memoria, registros y puertos de entrada/salida.

La Figura 23.5 ilustra los elementos básicos de la tarjeta de evaluación MC68HC11EVB de Motorola. Ésta utiliza un programa de monitoreo denominado Buffalo (*Bit User Fast Friendly Aid to Logical Operations*, auxiliar de operaciones lógicas de rápido y fácil uso). La EPROM 8K contiene el monitor Buffalo. Se utiliza un adaptador de interfase para comunicaciones asíncronas (ACIA) MC6850 (vea la sección 20.5) para acoplar las líneas en serie con las líneas en paralelo. Los dos puertos en serie cuentan con una interfase parcial RS-232 para permitir la conexión de la computadora anfitriona y la terminal de monitoreo.

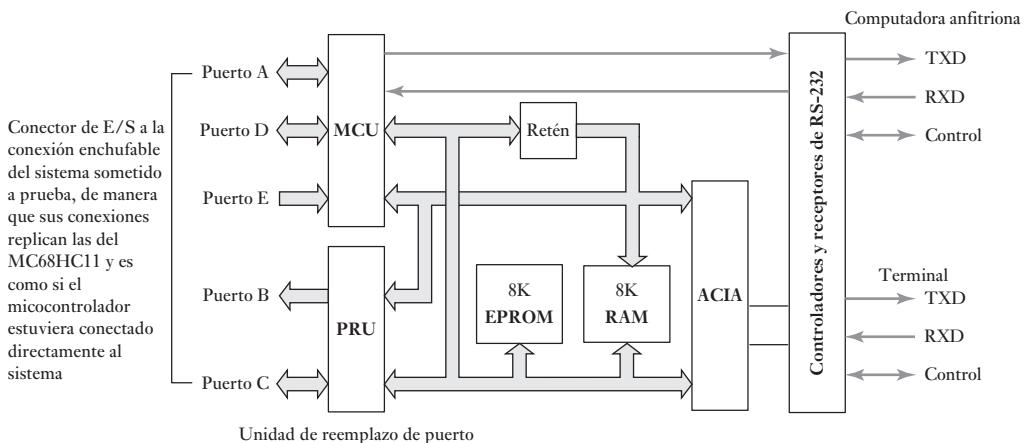


Figura 23.5 MC68HC11EVB.

23.6.1 Simulación

En lugar de probar un programa corriendo en un microcontrolador real, se puede ejecutar con un programa de cómputo que *simule* el microcontrolador.

Esta simulación puede ayudar a depurar el código del programa. La pantalla se divide en varias ventanas que presentan información, como el código fuente, al mismo tiempo que se ejecuta, los registros e indicadores de la CPU y sus estados actuales, los puertos de entrada/salida, registros, temporizadores y la situación de la memoria.

23.7

Sistemas basados en PLC

La confiabilidad de los controladores lógicos programables (PLC) es alta. Mediante un optoaislador o por relevadores, se aísla eléctricamente al PLC de voltajes y corrientes que podrían dañar sus puertos de entrada/salida; una RAM con respaldo de batería protege el software de aplicación de fallas o errores en el suministro eléctrico; su diseño permite al PLC funcionar de manera confiable en condiciones industriales por períodos largos. En general, los PLC cuentan con varios procedimientos contra fallas. Una falla grave provoca el paro de la CPU; mientras que otras menos graves permiten que la CPU siga funcionando, pero muestran un código de falla en la pantalla. En el manual del PLC se indica la acción correctiva necesaria cuando aparece un código de falla.

23.7.1 Pruebas al programa

El programa de verificación del software revisa con un programa en escalera la existencia de direcciones de dispositivo incorrectas y da una lista impresa o en pantalla de todos los puntos de entrada/salida utilizados, los valores de configuración de contadores y temporizadores, etc., así como los errores detectados. El procedimiento que se lleva a cabo es el siguiente.

1. Se abre y despliega el programa en escalera respectivo.
2. Del menú en la pantalla se elige “Ladder Test” (prueba de escalera).
3. En la pantalla aparece el mensaje: “Start from beginning of program (Y/N)?” [¿Empezar desde el inicio del programa? (S/N)].
4. Se escribe Y y se oprime Enter.
5. Si existen errores se despliegan en la pantalla o aparece el mensaje “No errors found” (no hay errores).

Por ejemplo, puede aparecer un mensaje que indica que una dirección de salida se está usando como salida más de una vez en el programa, que un temporizador o un contador se utilizan sin valor predefinido, que un contador se usa sin restablecimiento, que no hay instrucción END, etc. Después de realizar la prueba, puede ser necesario modificar el programa. Los cambios para rectificar el programa se realizan seleccionando Exchange (cambios) en el menú que parece en la pantalla y siguiendo los mensajes que aparecen en la pantalla.

23.7.2 Prueba de entradas y salidas

La mayoría de los PLC tienen los medios para probar entradas y salidas mediante lo que se denomina forzado. Con el software se ‘fuerza’ la activación y desactivación de entradas y salidas. Para ello, el PLC debe conmutar en el modo de forzado o de monitor, quizás presionando la tecla marcada como FORCE (forzar) o seleccionando el modo MONITOR en la pantalla. Al forzar una entrada se verifica que la acción que se espera obtener se produzca en realidad. Entonces se ejecuta el programa instalado, se simulan las entradas y las salidas y se verifica que correspondan al valor preestablecido. Sin embargo, se

Figura 23.6 Símbolos del modo monitor.



debe realizar el forzado con cuidado, ya que forzar una salida podría producir el desplazamiento de una pieza de hardware en forma imprevista y peligrosa.

Como ejemplo del tipo de símbolos gráficos que se obtienen con un forzamiento, la Figura 23.6 muestra cómo aparecen en la pantalla las entradas del programa en lenguaje de escalera, si se encuentran abiertas o cerradas, y las salidas cuando no están energizadas y si lo están; la Figura 23.7a) ilustra una parte de un programa en lenguaje de escalera y la Figura 23.7b) lo que sucede cuando se produce el forzamiento. Al principio, la Figura 23.7a) muestra el escalón 11, con entradas a X400, X401 y M100, pero no a X402 y sin salida de Y430. En el escalón 12, los contactos del temporizador T450 están cerrados, y la indicación que aparece en la parte inferior de la pantalla informa que ya no hay tiempo disponible para T450. Como Y430 no está energizada, sus contactos están abiertos y, por lo tanto, no hay salida en Y431. Si ahora se fuerza una entrada en X402 la indicación en pantalla se convierte en la que muestra la Figura 23.7b), se energiza Y430 y en consecuencia Y431.

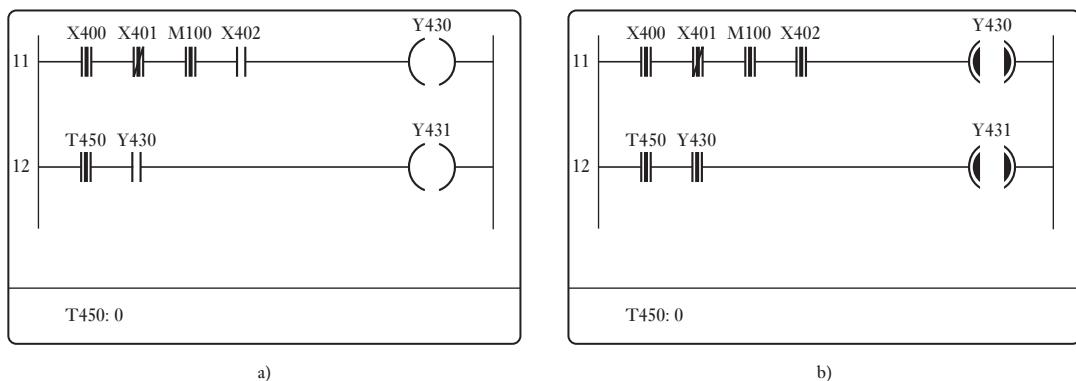


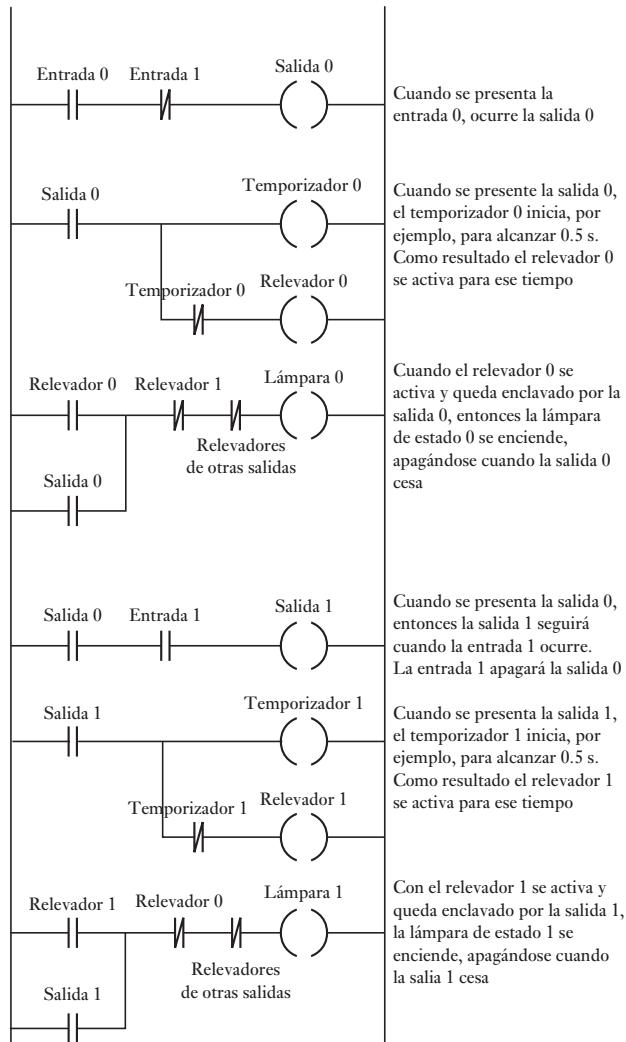
Figura 23.7 Forzado de una entrada.

23.7.3 PLC como monitor de sistemas

El PLC también sirve para monitorear el sistema que se está controlando. Se usa para activar una alarma o encender una luz roja si las entradas rebasan límites predeterminados usando las funciones mayor que, igual a o menor que, o determinar si el funcionamiento toma más tiempo del predeterminado. La Figura 23.1 ilustra cómo se usa un programa de escalera con un PLC como temporizador vigilante de una operación.

A menudo con sistemas basados en PLC se usan lámparas de estado para indicar la última salida que se ha fijado durante un proceso y con ello, si el sistema se detiene, dónde se presentó la falla. Las lámparas están integradas al programa, de modo que cuando cada salida se presenta, se enciende una lámpara y se apaga la lámpara de estado de la salida anterior, como se ve en la Figura 23.8.

Figura 23.8 Última salida fija del programa de diagnóstico.



Resumen

Las técnicas que se emplean para detectar fallas son verificación de réplica, verificación del valor esperado, verificación de temporización, por ejemplo, temporizadores vigilantes, verificadores inversos, verificación de paridad y codificación de error, y verificaciones de diagnóstico.

Un **temporizador vigilante** es en esencia un temporizador que el sistema debe reiniciar antes de que se acabe el tiempo. Si el temporizador no se reinicia a tiempo, entonces puede presentarse un error. Los **verificadores de paridad** involucran un bit más que se añade al mensaje para lograr la cantidad total de unos de un número par o un número non dependiendo si se utiliza la paridad par o non. Si se utiliza el **bloque de paridad** puede aumentar la eficiencia en la detección del error, ya que el mensaje se divide en un número de bloques y cada bloque tiene un carácter de verificación añadido al final del bloque. El **verificador de redundancia cíclica (CRC)** implica

el número binario que representa los datos que se van a transmitir divididos entre un número predeterminado utilizando aritmética de módulo 2. El residuo de la división es el carácter CRC que se transmite con los datos. En el receptor, los datos y el carácter de la CRC se dividen entre el mismo número. Si durante la transmisión no ocurrieron errores no hay residuo.

Se puede utilizar software con un sistema basado en microprocesador con el fin de implantar un programa de autoprueba que corrija el funcionamiento. Un **emulador** es una tarjeta de prueba que sirve para probar un microcontrolador y su programa. En lugar de probar un programa al ejecutarlo con un microcontrolador real, se puede probarlo ejecutándolo con un programa de computación que *simula* el microcontrolador.

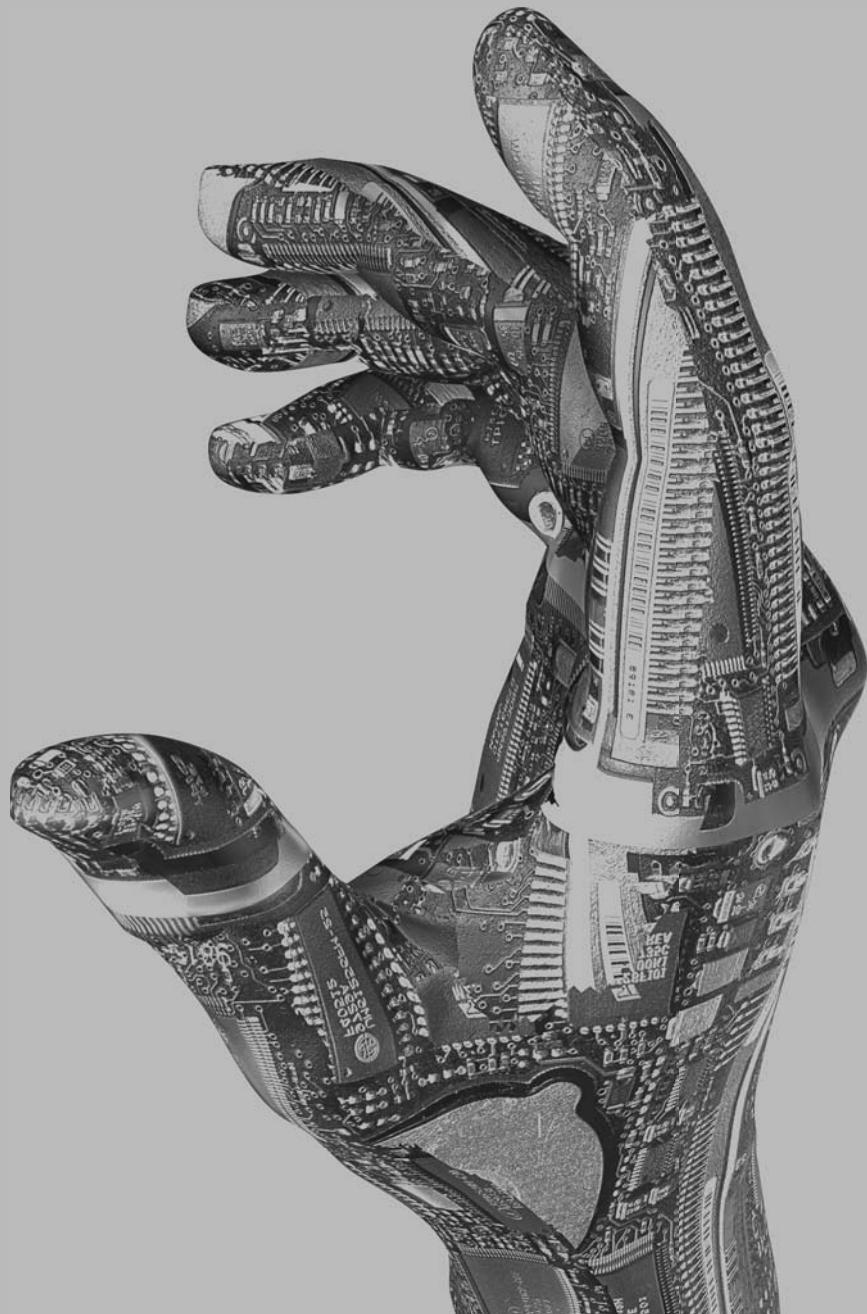
Los PLC por lo general cuentan con una variedad de procedimientos de falla integrados. Las fallas importantes pueden detener la CPU, en tanto que las fallas no tan importantes permiten continuar el trabajo de la CPU pero despliegan un código de error en pantalla. La mayoría de las CPU tienen la facilidad de probar entradas y salidas, lo que se conoce como **forzado**. El software se utiliza para ‘forzar’ entradas y salidas encendidas o apagadas.

Problemas

- 23.1 Explique qué se entiende por: a) verificación por réplica o duplicación, b) verificación de valor esperado, c) verificación inversa, d) verificación de paridad.
- 23.2 Explique cómo se usa un temporizador vigilante en una planta controlada con PLC, para indicar la existencia de fallas.
- 23.3 Explique cómo funciona un COP en el microcontrolador MC68HC11.
- 23.4 Las especificaciones del PLC de Mitsubishi de la serie F2 indican:
Diagnóstico: Verificación programable (suma, sintaxis, prueba de circuito), temporizador vigilante, voltaje de baterías, voltaje de fuente de alimentación
Explique qué significa cada término.
- 23.5 Explique cómo usa la autoprueba un sistema basado en microprocesadores para revisar su ROM y RAM.

Parte VI

Conclusión



Capítulo veinticuatro

Sistemas mecatrónicos

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Desarrollar soluciones posibles para diseñar problemas considerados desde el punto de vista de la mecatrónica.
- Analizar casos de estudio de soluciones mecatrónicas.

24.1

Diseños mecatrónicos

Este capítulo integra varios temas estudiados en este libro, para analizar soluciones de mecatrónica para diseñar problemas y proporcionar casos de estudio.

24.1.1 Interruptor temporizado

Suponga la necesidad de un dispositivo que debe activar un actuador, por ejemplo, un motor durante cierto tiempo preestablecido. Entre las posibles soluciones se puede contar con:

1. Una leva giratoria
2. Un PLC
3. Un microprocesador
4. Un microcontrolador
5. Un temporizador, por ejemplo, 555

La solución mecánica podría ser una leva giratoria (Figura 24.1) (vea la sección 8.4). La leva podría girar a una velocidad constante al igual que el seguidor de la leva utilizado para activar un interruptor, el lapso en el que el interruptor permanece cerrado depende de la forma de la leva. Esta es una solución que se ha usado ampliamente en el pasado.

Una solución PLC sería el arreglo mostrado en la Figura 24.2, con el programa de escalera dado. Esto tendría ventaja sobre la leva giratoria de contar con tiempos de apagado o encendido que se pueden ajustar con sólo cambiar los valores del tiempo preestablecido en el programa, mientras que se necesitaría una leva diferente si se tuvieran que cambiar los tiempos. La solución con software es mucho más fácil de implementar que la de hardware.

Una solución basada en un microprocesador podría implicar un microprocesador combinado con un chip de memoria e interfaces de entrada/salida. El programa se usa para conectar y desconectar una salida, una vez transcurrido cierto retardo, que se produce en un bloque del programa en el que hay un ciclo de temporización. Esto genera un retardo mediante una derivación que recorre un lazo las veces que sea necesario para generar el tiempo requerido. Así, en lenguaje ensamblador se tiene:

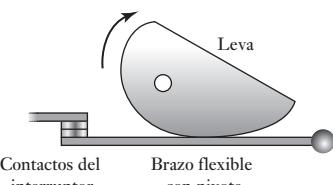


Figura 24.1 Interruptor de operador de leva.

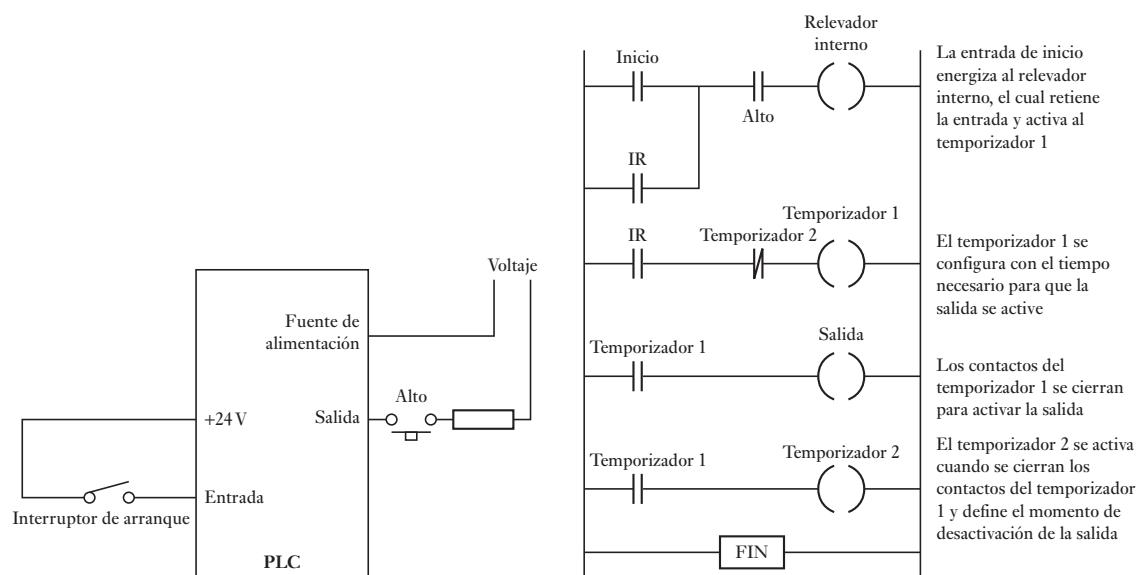


Figura 24.2 Sistema temporizador con PLC.

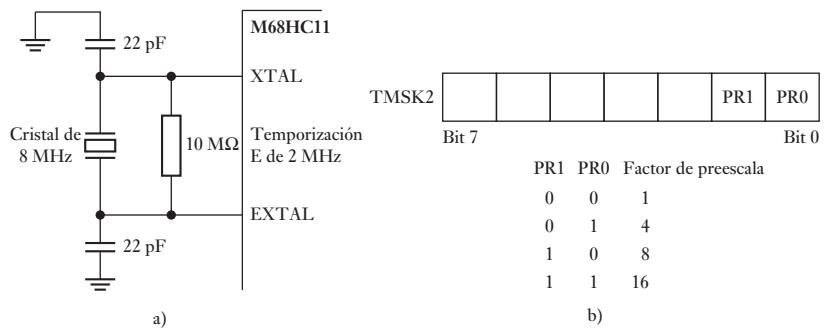
```

    DELAY      LDX      #F424      ; F424 es el número de ciclos
    LOOP       DEX
    DEX
    BNE        LOOP
    RTS
  
```

DEX disminuye el registro de índice; esto y BNE se bifurcan si no son iguales, cada uno toma 4 ciclos de reloj. Al lazo entonces le lleva 8 ciclos y habrá n lazos hasta que $8n + 3 + 5$ da el número F424 (LDX tarda 3 ciclos y RTS tarda 5 ciclos). En lenguaje C las líneas del programa se escribirían utilizando la función while.

Otra posibilidad es utilizar el sistema temporizador en un microcontrolador como el MC68HC11. Éste se basa en un contador de 16 bits TCNT que se activa mediante la señal del sistema de temporización E (Figura 24.3a)). El sistema de temporización E se puede preescalar al establecer bits en el registro 2 de la máscara de interrupción del temporizador (TMSK2), en la dirección \$1024 (Figura 24.3b)). El registrador TCNT comienza con \$0000 cuando el procesador está reiniciando y cuenta de manera continua hasta que éste alcance el conteo máximo de \$FFFF. Al siguiente pulso se desborda y lee \$0000

Figura 24.3 a) Generación de un reloj interno de 2 MHz, b) factor de preescala.

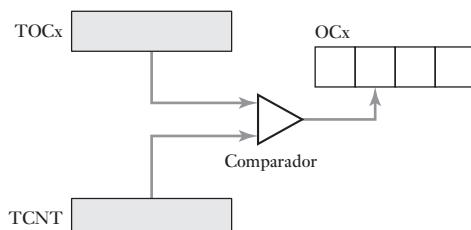


una vez más. Al desbordarse, establece el indicador de desbordamiento del temporizador TOF (bit 7 en el registro 2 de indicador de interrupción de temporizador diverso, TFLG2, en la dirección \$1025). Así, con un factor de preescala de 1 y una frecuencia de temporizador E de 2 MHz, el desbordamiento se produce después de 32.768 ms.

Una forma de aplicar lo anterior para una temporización es cuando el indicador TOF se observa por muestreo. Al definir el indicador, el programa aumenta su contador. El programa restablece el indicador al escribir un 1 en el bit 7 del registro TFLG2. De esta manera, la operación de temporización sólo consiste en dejar que el programa espere los números requeridos del indicador de desbordamiento.

Una mejor opción para realizar la temporización es utilizar la función de comparación de la salida. Se puede utilizar el puerto A del microcontrolador para entradas o salidas en general o para funciones de temporización. Las terminales de salida del temporizador son OC1, OC2, OC3, OC4 y OC5, y sus registros internos TOC1, TOC2, TOC3, TOC4 y TOC5. Se puede hacer uso de la función de comparación de la salida para comparar los valores en los registros TOC1 a TOC5 con el valor en el contador autónomo TCNT. Este contador inicia en 0000 cuando la CPU se reinicia y luego se ejecuta de manera continua. Cuando coinciden los valores de un registro y del contador, se define el bit respectivo del indicador OCx y hay salida por la terminal de salida que corresponda. La Figura 24.4 ilustra esto. Al programar los registros TOCx, también se definen los tiempos en que ocurren las salidas. La función de comparación de la salida puede generar retardos con precisión mucho más alta que el indicador de desbordamiento.

Figura 24.4 Comparación de la salida.



El siguiente programa ilustra cómo comparar la salida para producir un retardo. El lapso máximo de retardo que se puede generar en una operación de comparación de la salida es de 32.7 ms cuando el temporizador E es de 2MHz. Para generar retardos más largos, se requieren operaciones de comparación de salida múltiple. De esta manera, cada operación de comparación de salida produce un retardo de 25 ms y repitiendo esto 40 veces para dar un retardo total de 1 s.

REGBAS	EQU	\$1000	; Dirección base de los registros
TOC2	EQU	\$18	; Compensación de TOC2 originada en REGBAS
TCNT	EQU	\$0E	; Compensación de TCNT originada en REGBAS
TFLG1	EQU	\$23	; Compensación de TFLG1 originada en REGBAS
OC1	EQU	\$40	; Máscara para poner en cero la terminal OC1 y el indicador OC1F
CLEAR	EQU	\$40	; Limpiar el indicador OC2F
D25MS	EQU	50000	; Número de ciclos del temporizador E para generar un retardo de 25 ms
NTIMES	EQU	40	; Número de operaciones de comparación de salida necesarias para obtener un retardo de 1 s
	ORG	\$1000	
COUNT	RMB	1	; Ubicación de memoria para controlar el número de operaciones de comparación de salida pendientes de ejecución

	ORG	\$C000	; Dirección de inicio del programa
	LDX	#REGBAS	
	LDAA	#OC1	; Borrado del indicador OC1
	STAA	TFLG1,X	
	LDAA	#NTIMES	; Inicializa la cuenta de comparación de la salida
	STAA	COUNT	
	LDD	TCNT,X	
WAIT	ADDD	#D25MS	; Agrega un retardo de 25 ms
	STD	TOC2,X	; Inicia la operación de comparación de la salida
	BRCLR	TFLG1,X OC1	; Espera hasta que se define el indicador OC1F
	LDAA	#OC1	; Borra el indicador OC1F
	STAA	TFLG1,X	
	DEC	COUNT	; Disminuye el valor del contador de comparación de la salida
	BEQ	OTHER	; Brinca a OTHER después de transcurrir 1 s
	LDD	TOC2,X	; Preparación para iniciar la siguiente operación de comparación
	BRA	WAIT	
OTHER			; Las otras operaciones del programa que se presentan después del retardo 1 s

Otro método posible para producir una señal de salida temporizada es utilizar un módulo temporizador, por ejemplo, el 555. Con el temporizador 555, los intervalos de temporización se establecen mediante resistores y capacitores externos. En la Figura 24.5 se muestra un temporizador y la circuitería externa necesaria para dar una salida encendida cuando hay activación, con una duración de salida de $1.1RC$. Lapsos mayores necesitan valores grandes de R y C . R está limitado hasta alrededor de $1 M\Omega$, de otra manera, las fugas se vuelven un problema, y C está limitada a más o menos $10 \mu F$ si los capacitores electrolíticos con problemas de fuga y precisión baja se evitan. De esta manera, el circuito mostrado está limitado a tiempos menores que 10 s. El límite más bajo es alrededor de $R = 1 k\Omega$ y $C = 100 pF$, por ejemplo, tiempos de una fracción de un milisegundo. Para mayores tiempos, desde 16 ms hasta días, se puede usar un temporizador alternativo como el ZN1034E.

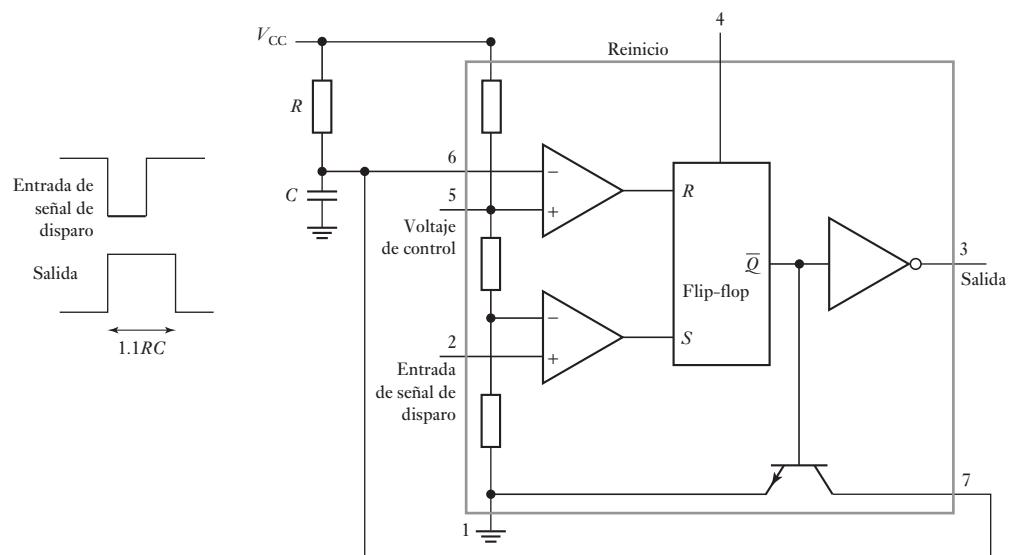


Figura 24.5 Temporizador 555.

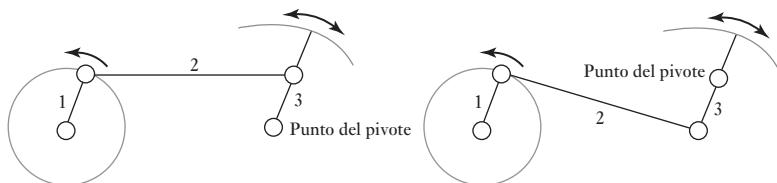
24.1.2 Movimiento del limpiaparabrisas

Suponga que se requiere de un dispositivo mediante el cual oscile un brazo describiendo un arco, hacia delante y hacia atrás como el limpiaparabrisas. Algunas soluciones posibles pueden ser:

1. Enlace mecánico y un motor de c.d.
2. Un motor paso a paso

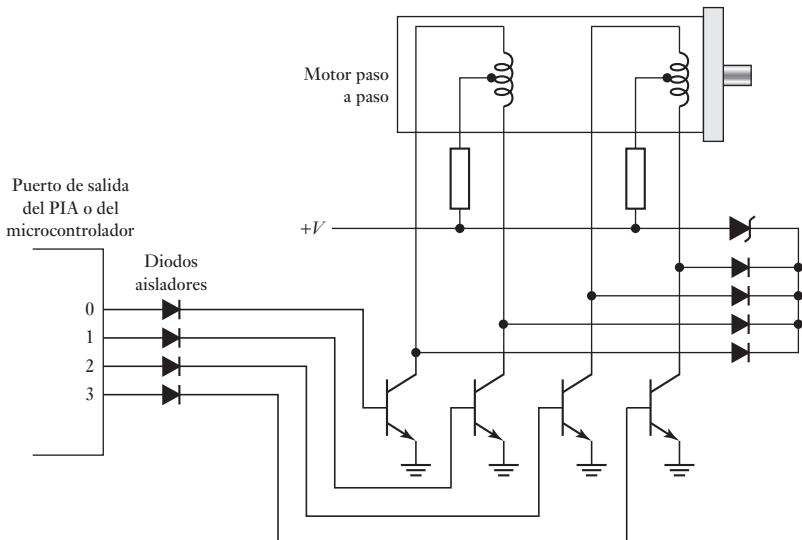
En la Figura 24.6 se muestra una solución mecánica que consiste en girar el brazo 1 mediante un motor que provoca que el brazo 2 imparta un movimiento oscilatorio del brazo 3. Los limpiaparabrisas de un auto por lo general utilizan un mecanismo con un motor de imán permanente de c.d.

Figura 24.6 Mecanismo de un limpiaparabrisas.



Una solución alternativa es utilizar un motor paso a paso. La Figura 24.7 muestra cómo utilizar un microprocesador con un PIA, o un microcontrolador, con un motor paso a paso. Se necesita que la señal que entra a este motor lo haga girar varios pasos en una dirección, luego invierta la dirección y gire la misma cantidad de pasos en la dirección opuesta.

Figura 24.7 Interfase para un motor paso a paso.



Si el motor paso a paso tiene una configuración de ‘paso total’, las salidas deben ser como indica la Tabla 24.1a. Para arrancar y hacer girar el motor en dirección de avance se utiliza la secuencia A, 9, 5, 6 y se repite empezando por 1. Para el retroceso se utiliza la secuencia 6, 5, 9, A y se repite empezando por 6. Si se utiliza la configuración de ‘medio paso’ las salidas deben ser como se indica en la tabla 24.1b. Para un movimiento hacia adelante se utiliza la secuencia A, 8, 9, 1, 5, 4, 6, 2, regresando a A; para el retroceso se utiliza la secuencia 2, 6, 4, 5, 1, 9, 8, A, regresando a 2.

Tabla 24.1 a) Configuración de paso total, b) configuración de medio paso.

a)

Paso	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Código
1	1	0	1	0	A
2	1	0	0	1	9
3	0	1	0	1	5
4	0	1	1	0	6
1	1	0	1	0	A

b)

Paso	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
1	1	0	1	0
2	1	0	0	0
3	1	0	0	1
4	0	0	0	1
5	0	1	0	1
6	0	1	0	0
7	0	1	1	0
8	0	0	1	0
1	1	0	1	0

Los elementos básicos de un programa serían:

Avanzar un paso

Saltar a la rutina de retardo y dar tiempo para completar el paso

Hacer un ciclo o repetir lo anterior hasta completar la cantidad necesaria de pasos hacia adelante

Invertir la dirección

Repetir lo anterior la misma cantidad de pasos, pero en retroceso

En lenguaje C, los tres medios pasos de avance y los tres medios pasos de retroceso, seguidos de la inclusión del archivo de encabezados correspondiente, constarían de los siguientes elementos:

```
main ( )
{
    portB = 0xa; /*primer paso*/
    delay ( ); /*incorpora retardo programado de 20 ms*/
    portB = 0x8; /*segundo paso*/
    delay ( ); /*incorpora retardo programado de 20 ms*/
    port B = 0x9; /*tercer paso*/
    delay ( ); /*incorpora retardo programado de 20 ms*/
    port B = 0x8; /*regresa un paso*/
    delay ( ); /*incorpora retardo programado de 20 ms*/
    port B = 0xa; /*regresa otro paso*/
    delay ( ); /*incorpora retardo programado de 20 ms*/
    port B = 0x2; /*regresa a donde inició el motor*/
    delay ( ); /*incorpora retardo programado de 20 ms*/
}
```

Cuando hay muchos pasos, un programa sencillo es incrementar un contador cada paso y repetir el ciclo hasta que el contador llegue al número requerido. Un programa de este tipo tendría esta forma básica:

Avanzar un paso

Saltar a la rutina de retardo y dar tiempo para completar el paso

Aumentar el valor del contador

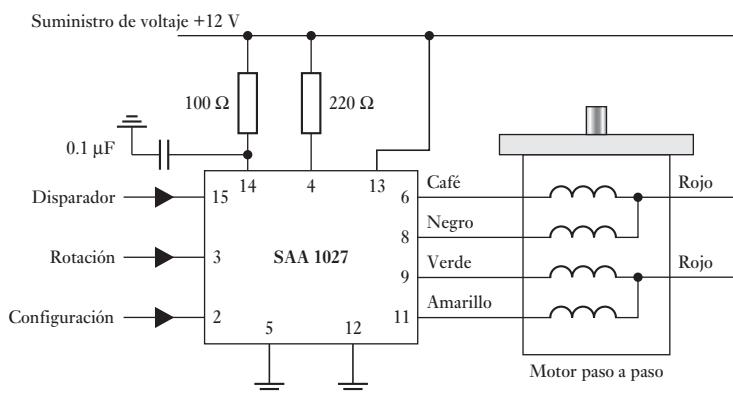
Hacer un ciclo o repetir lo anterior hasta llegar al número requerido de pasos en dirección de avance

Invertir la dirección

Repetir lo anterior el mismo número de pasos, pero en retrocesos

Existen circuitos integrados específicos para el control de un motor paso a paso, que simplifican las interfaces y el software. La Figura 24.8 muestra cómo utilizar estos circuitos. Basta especificar la cantidad de impulsos de entrada para disparar, mientras el motor avanza en la transición bajo a alto durante un pulso alto-bajo-alto. Si en la entrada de rotación hay un valor alto, el motor avanza en sentido contrario de las manecillas del reloj; un valor bajo lo hace girar en sentido de las manecillas del reloj. Basta una señal de salida del microcontrolador para que los pulsos de salida vayan al obturador y una salida a la rotación. Una salida a la terminal de configuración restablece el motor a su posición original.

Figura 24.8 Circuito integrado SAA 1027 para motor paso a paso.



En los párrafos anteriores se ha indicado cómo se podría usar un motor paso a paso para dar una rotación angular. ¿Pero cómo se comportará un motor paso a paso cuando se le da una señal de voltaje en su entrada? ¿Se podría esperar que rotara al ángulo de interés sin sobrepaso y sin oscilaciones antes de detenerse en el ángulo requerido? Para ilustrar cómo se puede desarrollar un modelo para un sistema de un motor paso a paso y así predecir su comportamiento, considere el siguiente análisis simplificado (un análisis más detallado se encuentra en *Stepping Motors and their Microprocessor Controls* de T. Kenjo, Oxford University Press, 1984).

El sistema que involucra un motor paso a paso manejado por pulsos generados en un microcontrolador es un sistema de control en lazo abierto. El motor paso a paso de imán permanente (sección 9.7) tiene un estator con un número de polos, los cuales se energizan mediante una corriente que pasa a través de las bobinas devanadas sobre ellos. Es posible determinar un modelo para ver cómo girará el rotor cuando hay un pulso de voltaje en su entrada considerando, por simplicidad, un motor paso a paso con sólo un par de polos y tratándolo igual que el motor de c.d. que se analizó en la sección 11.3.2. Si v es el voltaje aplicado al par de bobinas del motor y v_b la fuerza contraelectromotriz, entonces:

$$v - v_b = L \frac{di}{dt} + Ri$$

donde L es la inductancia, R la resistencia e i la corriente del circuito. Se hará la suposición para simplificar de que la inductancia no cambia en forma significativa y por lo tanto L es constante.

La fuerza contraelectromotriz será proporcional a la razón a la cual está cambiando el flujo magnético en las dos bobinas. Esto dependerá del ángulo θ , que es la diferencia angular relativa entre el rotor y los polos considerados. Entonces se puede escribir:

$$v_b = -k_b \frac{d}{dt} \cos \theta = k_b \sin \theta \frac{d\theta}{dt}$$

donde k_b es una constante. Entonces:

$$v - k_b \sin \theta \frac{d\theta}{dt} = L \frac{di}{dt} + Ri$$

Al tomar la transformada de Laplace de esta ecuación resulta:

$$V(s) - k_b s \sin \theta \theta(s) = sL I(s) + R I(s) = (sL + R) I(s)$$

Como con el motor de c.d., la corriente a través de un par de bobinas generará un par (un par sobre el imán, es decir, el rotor, es la reacción que resulta del par ejercido sobre las bobinas; tercera ley de Newton). El par es proporcional al producto de la densidad de flujo en las espiras de la bobina y la corriente a través de ellas. La densidad de flujo dependerá de la posición angular del rotor y así se puede escribir:

$$T = k_t i \sin \theta$$

donde k_t es una constante. Este par causará una aceleración angular α y como $T = J\alpha$, donde J es el momento de inercia del rotor:

$$T = J \frac{d^2\theta}{dt^2} = k_t i \sin \theta$$

Al tomar la transformada de Laplace de esta ecuación se tiene:

$$s^2 J \theta(s) = k_t \sin \theta I(s)$$

y así se puede escribir:

$$V(s) - k_b s \sin \theta \theta(s) = (sL + R)(s^2 J \theta(s)/k_t \sin \theta)$$

y la función de transferencia entre el voltaje de entrada y el desplazamiento angular resultante es:

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{k_t \sin \theta}{J(sL + R)s^2 + k_b k_t s \sin^2 \theta} \\ &= \frac{1}{s} \times \frac{k_t \sin \theta}{JLs^2 + JRs + k_b k_t \sin^2 \theta} \end{aligned}$$

Cuando se suministra un impulso de voltaje a las bobinas del motor, puesto que para un impulso unitario $V(s) = 1$:

$$\begin{aligned} \theta(s) &= \frac{1}{s} \times \frac{k_t \sin \theta}{JLs^2 + JRs + k_b k_t \sin^2 \theta} \\ &= \frac{1}{s} \times \frac{(k_t \sin \theta)/JL}{s^2 + (R/L)s + (k_b k_t \sin^2 \theta)/JL} \end{aligned}$$

La ecuación cuadrática en s es de la forma $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$ (vea la sección 13.3.1) y tiene una frecuencia natural ω_n de $\sqrt{(k_b k_t \operatorname{sen}^2 \theta / JL)}$ y el factor de amortiguamiento relativo ζ de $(R/L)/2\omega_n$. El rotor girará a algún ángulo y oscilará alrededor del ángulo con oscilaciones amortiguadas conforme el tiempo avanza.

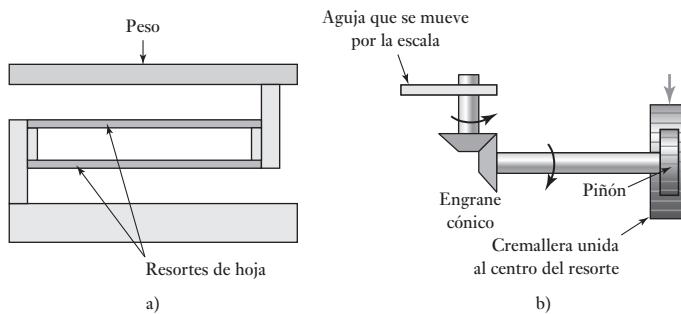
24.1.3 Báscula de baño

Suponga el diseño de una báscula sencilla, por ejemplo, para baño. Los principales requisitos son que una persona se pare en una plataforma y su peso aparezca en un indicador. El peso deberá aparecer con razonable rapidez y exactitud y ser independiente de la parte de la plataforma donde se pare la persona. Las siguientes son algunas soluciones posibles.

1. Un sistema puramente mecánico basado en un resorte y un engrane.
2. Una celda cargada y un sistema microprocesador/microcontrolador.

Una opción es aprovechar el peso de la persona sobre la plataforma para deformar dos resortes de hoja paralelos (Figura 24.9a)). En este caso, la deformación es casi independiente del lugar en la plataforma en que está la persona. La deformación se transforma en el desplazamiento de una aguja por una escala, como se muestra en la Figura 24.9b). Para transformar el movimiento lineal en un movimiento circular en torno a un eje horizontal se utiliza un piñón y una cremallera. Este movimiento se transforma en un giro alrededor del eje vertical, y a su vez, en el desplazamiento de la aguja por una escala, mediante un engrane cónico.

Figura 24.9 Báscula de baño.



Otra solución posible es usar un microprocesador. La plataforma se monta sobre celdas de presión en las que se utilizan deformímetros tipo resistencia eléctrica. Cuando la persona está sobre la plataforma se deforman los deformímetros y la resistencia varía. Si los deformímetros están montados en un puente de Wheatstone con cuatro brazos activos, la salida de voltaje desbalanceada del puente es una medida del peso de la persona. Esto se amplifica mediante un amplificador operacional diferencial. La señal analógica obtenida se alimenta a un convertidor analógico a digital con un latch, para alimentarla a un microprocesador, por ejemplo, el Motorola 6820. La Figura 24.10 muestra la interfase de entrada. También sería necesario contar con una memoria no borrable, y para ello se usa un chip EPROM, por ejemplo, el Motorola 2716. La señal de salida al visualizador se obtiene a través de un PIA, como el Motorola 6821.

Sin embargo, si se utiliza un microcontrolador, la memoria se encuentra dentro del chip del microprocesador; y si se elige el microcontrolador idóneo,

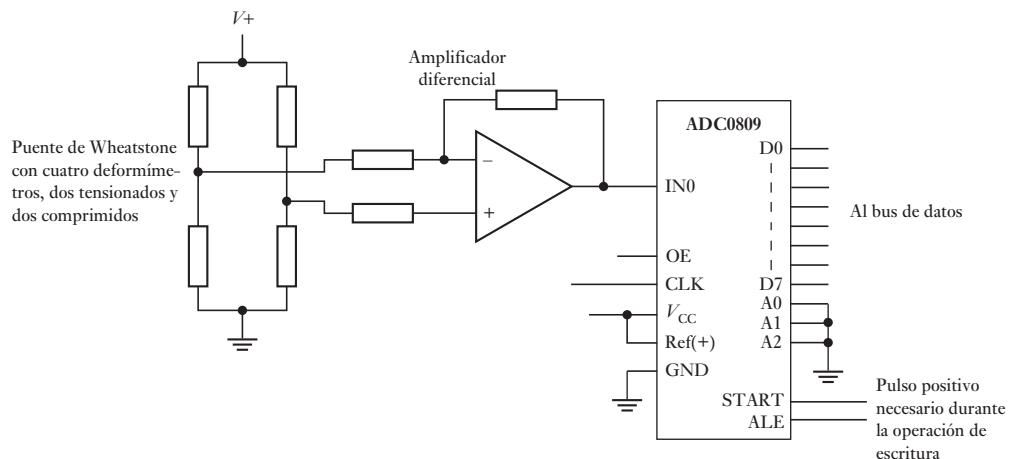


Figura 24.10 Interfase de entrada.

como el M68HC11, se puede obtener la conversión analógica a digital de las entradas. El sistema consiste en deformímetros que, a través de un amplificador operacional, entregan voltaje al puerto E del microcontrolador (la entrada del ADC), la salida pasa por los controladores adecuados, llega al decodificador y a una pantalla de LED pasando por los puertos B y C (Figura 24.11).

La estructura del programa sería:

```

Inicialización poniendo en cero la pantalla de LED y la memoria
Inicio
    ¿Hay alguien en la báscula? Si no, mostrar 000
    Si sí
        introducir datos
        convertir los datos del peso en una salida adecuada
        salida al decodificador y a la pantalla de LED
        retardo para retener el visualizador
    Repetir desde el principio para obtener un nuevo peso

```

Si se tiene en cuenta el diseño de las partes mecánicas de la báscula de baño es necesario considerar qué pasará cuando alguien se para en ella. Se tiene un sistema masa-resorte-amortiguador como el que se describió en la Figura 10.3a) (sección 10.2.2) y de esta manera su comportamiento se puede describir mediante:

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = F$$

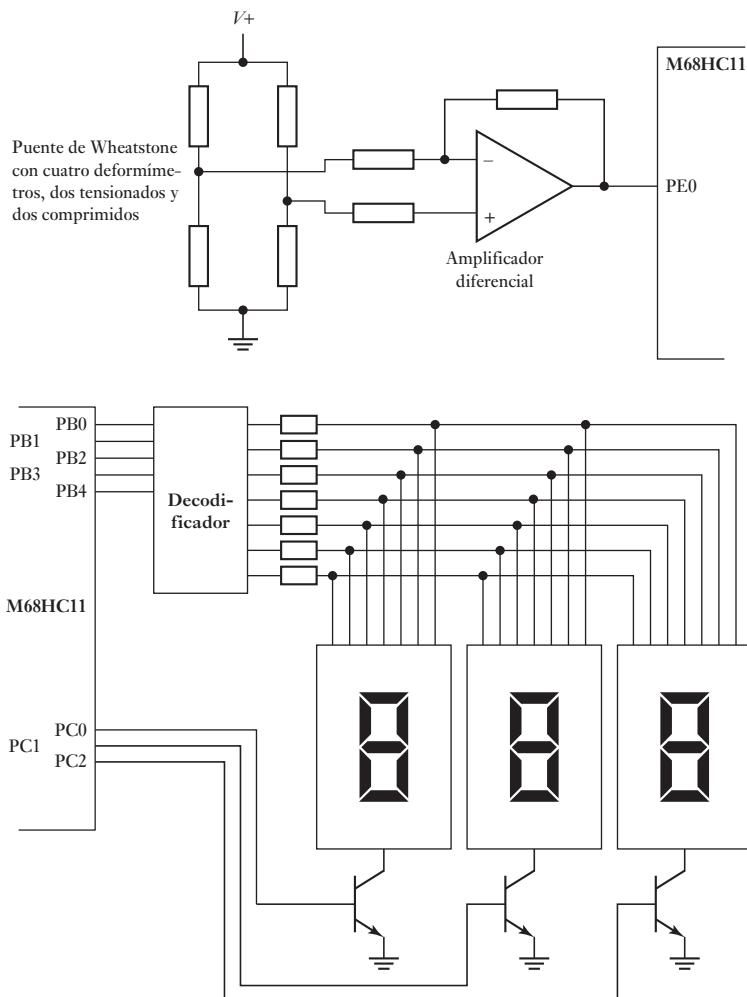
donde x es la deflexión vertical de la plataforma cuando se aplica una fuerza F . Al tomar la transformada de Laplace se obtiene:

$$ms^2 X(s) + cs X(s) + kX(s) = F(s)$$

y así el sistema se puede describir mediante una función de transferencia de la forma:

$$G(s) = \frac{X(s)}{F(s)} = \frac{1}{ms^2 + cs + k}$$

Se puede considerar una persona de peso W parada en la plataforma como una

Figura 24.11 Báscula de baño.

entrada escalón, y de esta manera:

$$X(s) = \frac{1}{ms^2 + cs + k} \times \frac{W}{s}$$

El término cuadrático es de la forma $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$ (sección 13.3.1) y de esta manera tiene una frecuencia natural ω_n de $\sqrt{k/m}$ y el factor de amortiguamiento relativo ζ de $c/(2\sqrt{mk})$.

Cuando una persona se para sobre la báscula y quiere que la báscula indique con rapidez su peso y no oscile por un tiempo largo alrededor del valor. Si el amortiguamiento fue ajustado a que fuese crítico tomaría más tiempo en alcanzar el valor final del peso, y por esto el amortiguamiento necesita ajustarse para que se tengan algunas oscilaciones que se amortigüen pronto. Sería deseable considerar un tiempo de asentamiento t_s para variaciones de 2% (sección 10.4) de, por ejemplo, 4 s. Debido a que $t_s = 4/\zeta\omega_n$ entonces se requiere $\zeta\omega_n = 1$ y así $\zeta = 1$ y así $\sqrt{m/k}$. Una manera sencilla de alterar el amortiguamiento es cambiar la masa.

Lo anterior indica cómo se puede usar un modelo matemático para predecir el comportamiento de un sistema y qué factores se pueden cambiar para mejorar su desempeño.

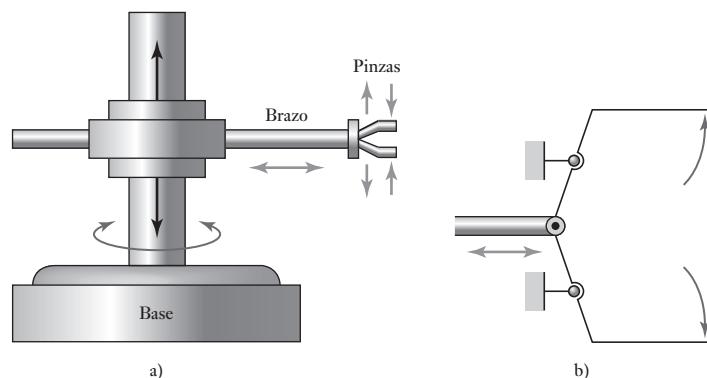
24.2 Casos de estudio

Los siguientes son ejemplos resumidos de sistemas mecatrónicos.

24.2.1 Robot para levantar y depositar objetos

La Figura 24.12a) ilustra la forma básica de un robot que levanta y deposita objetos. El robot tiene tres ejes de movimiento: rotación alrededor de su base, en sentido de las manecillas del reloj y en sentido contrario; extensión o contracción del brazo y subirlo o bajarlo. El mecanismo de sujeción o pinza se abre y se cierra. Estos movimientos se producen con cilindros neumáticos accionados por válvulas solenoide con interruptores limitadores para indicar cuándo termina un movimiento. Por ejemplo, para la rotación en el sentido de las manecillas del reloj (cw) se usa la extensión de un pistón; para la rotación en sentido inverso (ccw) se usa la contracción del pistón. El movimiento ascendente del brazo se obtiene mediante la extensión del émbolo de un pistón lineal; el movimiento descendente con la retracción del émbolo. La extensión del brazo se logra mediante la extensión del émbolo de otro pistón; el movimiento de regreso mediante la retracción del pistón. Para abrir o cerrar las pinzas se usa la extensión o retracción del émbolo de un pistón lineal. La Figura 22.19 muestra el mecanismo básico. La Figura 24.12b) muestra el mecanismo básico que puede usarse.

Figura 24.12 Robot para:
a) levantar y depositar, b) para sujetar.



Un programa típico para este robot podría ser:

- 1 Cerrar y colocar la pinza en un componente manejado desde un alimentador elevado.
- 2 Contraer el brazo de manera que el componente se retire del alimentador.
- 3 Girar el brazo en un plano horizontal de manera que apunte en dirección a la pieza de trabajo.
- 4 Extender el brazo de forma que la pinza se coloque sobre la pieza de trabajo.
- 5 Girar la muñeca de manera que las manos del componente estén en posición hacia abajo desde la pinza.
- 6 Soltar la pinza de forma que el componente caiga en la posición requerida.
- 7 Girar la pinza a una posición hacia arriba.
- 8 Contraer el brazo.
- 9 Girar el brazo de forma que apunte hacia el alimentador.

Repetir la secuencia para el siguiente componente.

En la Figura 24.13 se muestra cómo usar un microcontrolador para controlar válvulas solenoide y por lo tanto los movimientos del robot.

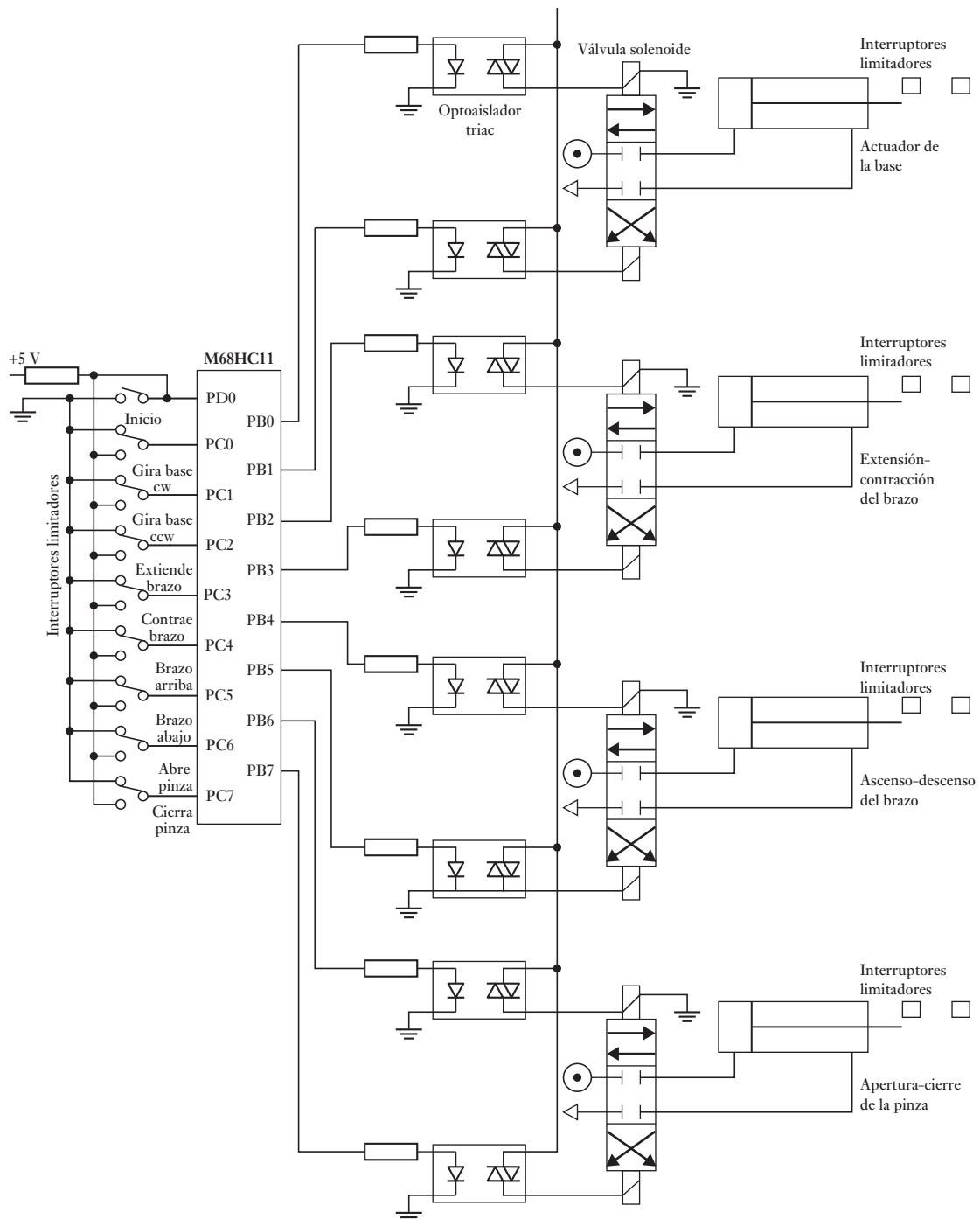


Figura 24.13 Control del robot.

Los arietes hidráulicos y neumáticos se usan ampliamente para manejar los brazos del robot de manera que se puedan controlar con facilidad para mover los miembros a una velocidad relativamente baja, mientras que los motores eléctricos necesitarían operar a través de una caja de velocidades.

Las posiciones del brazo y de la pinza en la Figura 24.13 están determinadas por interruptores limitadores. Esto significa que sólo se pueden atender con precisión dos posiciones con cada actuador y las posiciones no se pueden cambiar fácilmente sin movimiento físico de las posiciones de los interruptores. El arreglo es un sistema de control en lazo cerrado. En algunas aplicaciones esto no sería un problema.

Sin embargo, es más común usar un control de lazo cerrado con las posiciones de un brazo y pinza monitoreados por sensores y retroalimentados para que se pueda comparar en el controlador con la posición requerida. Cuando existe una diferencia en la posición requerida, el controlador opera los actuadores para reducir el error. La posición angular de la junta a menudo se monitorea con un decodificador (vea la sección 2.3.7), que tenga la capacidad de una precisión alta. En la Figura 24.14 se muestra un arreglo en lazo cerrado que se puede emplear para el movimiento lineal del brazo robótico.

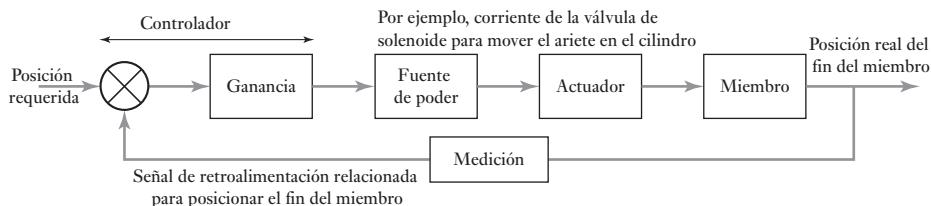


Figura 24.14 Control en lazo cerrado para un miembro.

La salida del actuador es una fuerza F aplicada para mover el fin del miembro. Para una posición fija de y_s y una posición real y , la señal de error será $y_s - y$, suponiendo que el sistema de medición tiene una ganancia de 1. Si se considera que el controlador tiene una ganancia de G_c y G_a para el ensamblaje del actuador, entonces $F = G_c G_a (y_s - y)$. Las masas que se acelerarán con esta fuerza son las masas de la carga que el brazo lleva, la masa del brazo y la masa de las partes del movimiento del actuador. Si ésta es una masa total de m , entonces la ley de Newton da $F = ma$, donde la aceleración a se puede escribir como d^2y/dt^2 . Sin embargo, esto no toma en cuenta la fricción y puesto que se puede tomar la fuerza de fricción para ser proporcional a la velocidad, la fuerza de fricción es $k dy/dt$. Así se escribe

$$F = G_c G_a (y_s - y) = m \frac{d^2y}{dt^2} + k \frac{dy}{dt}$$

por lo tanto,

$$y_s = \frac{m}{G_c G_a} \frac{d^2y}{dt^2} + \frac{k}{G_c G_a} \frac{dy}{dt} + y$$

Esta es una ecuación diferencial de segundo orden y así la deflexión y será como se describe en la sección 13.3.1 y la forma que tomará dependerá del factor de amortiguamiento. Un sistema bajo amortiguamiento tendrá una frecuencia angular natural ω_n dada por

$$\omega_n = \sqrt{\frac{G_c G_a}{m}}$$

Esta frecuencia angular determinará qué tan rápido responde el sistema a un cambio (vea la sección 12.5): cuanto más grande es la frecuencia angular, más rápido responde el sistema (el tiempo elevado es inversamente proporcional a la frecuencia angular), lo que significa que al aumentar la ganancia del controlador o disminuir la masa, se puede aumentar la velocidad de respuesta. El factor de amortiguamiento relativo ζ se da desde una ecuación diferencial como la siguiente

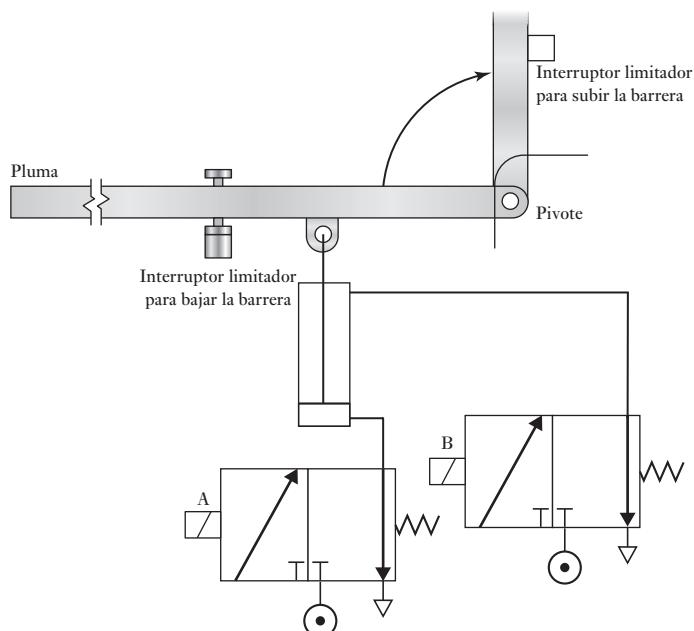
$$\zeta = \frac{k}{2\sqrt{G_c G_a m}}$$

El tiempo que lleva desde la oscilación hasta su desvanecimiento, es decir, el tiempo establecido (vea la sección 12.5), es inversamente proporcional al factor de amortiguamiento y de esta forma, por ejemplo, al aumentar cualquier parte de la masa dará como resultado una disminución en el factor de amortiguamiento y así a las oscilaciones les toma más tiempo desvanecerse.

24.2.2 Barreras (plumas) de estacionamiento

Un ejemplo de la aplicación de un PLC son las plumas activadas con monedas en un estacionamiento. La pluma de entrada se abre al introducir la moneda correcta en el depósito recolector y la pluma de salida cuando se detecta un automóvil frente a la pluma. La Figura 24.15 muestra los sistemas de válvulas que se utilizan para levantar y bajar las plumas.

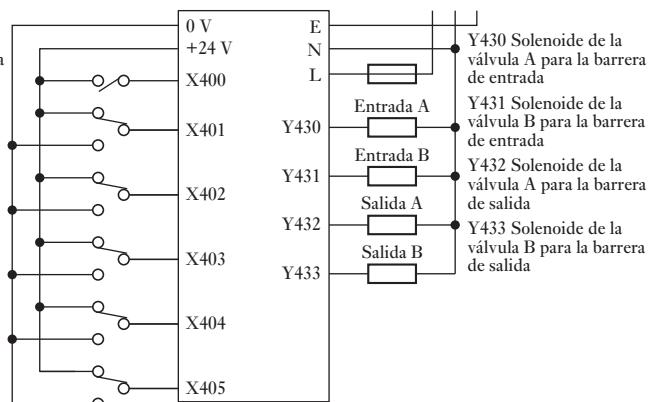
Figura 24.15 Sistema para subir y bajar una barrera (pluma) de estacionamiento.



Cuando circula corriente en el solenoide de la válvula A, el pistón del cilindro sube y hace girar la pluma en torno a su pivote, levantándola y permitiendo el paso de un auto. Cuando se interrumpe la corriente que circula por el solenoide de la válvula A, el resorte de regreso de la válvula la devuelve a su posición original. Cuando la corriente circula en el solenoide de la válvula B, la presión se aplica para que la pluma baje. Se usan interruptores limitadores para detectar cuándo la barrera está abajo y cuándo está totalmente arriba.

Figura 24.16 Conexiones del PLC.

X400 Interruptor activado por una moneda en la entrada del estacionamiento
 X401 Interruptor activado cuando la barrera de entrada está arriba
 X402 Interruptor activado cuando la barrera de entrada está abajo
 X403 Interruptor activado cuando un auto está en la barrera de salida
 X404 Interruptor activado cuando la barrera de salida está arriba
 X405 Interruptor activado cuando la barrera de salida está abajo



Con dos sistemas como el de la Figura 24.15, uno para la entrada y otro para la salida, así como las conexiones de las entradas y salidas del PLC que aparecen en la Figura 24.16, el programa de escalera puede ser de la forma que ilustra la Figura 24.17.

24.2.3 Cámara digital

Una cámara digital es la que captura imágenes y las almacena en un formato digital en una tarjeta de memoria, a diferencia de las cámaras de película anteriores en donde la imagen era almacenada en una forma análoga como un cambio químico en la película. La Figura 24.18 muestra los elementos básicos de una cámara digital no muy cara.

Cuando el fotógrafo oprime el botón del obturador hasta su primera posición (es decir, oprimido en forma parcial), el microcontrolador principal calcula la velocidad del obturador y los valores de configuración de apertura con base en el valor que proporciona el sensor de medición; éstos aparecen en el visor y en la pantalla externa de LCD. Al mismo tiempo, el microcontrolador procesa la información del sensor de rango y envía señales al motor para ajustar el enfoque de la lente. Si el fotógrafo oprime el botón del obturador hasta su segunda posición (todo oprimido), el microcontrolador principal envía señales para subir el espejo, modificar la apertura hasta lograr la que se requiere, abrir el obturador hasta el tiempo de exposición correspondiente y, para concluir, una vez que cierra el obturador, procesa la imagen recibida en el sensor de imagen y la almacena en la tarjeta de memoria. Además, cuando el botón del obturador es parcialmente oprimido, el sistema de control de enfoque automático se utiliza para mover los lentes de manera que la imagen esté en foco (para más detalles de los sistemas de autoenfoque vea la sección 1.7.1 y más adelante en esta sección para abordar el tema del motor que se usa para mover las lentes).

La luz del objeto que es fotografiado pasa a través de un sistema de lentes y se enfoca dentro del sensor de imagen. Esto es por lo general un dispositivo acoplado por carga (CCD) (vea la sección 2.10), que consiste en un arreglo de varias celdas pequeñas sensibles a la luz, denominadas píxeles, los cuales están expuestos a la luz que pasa por la lente cuando el obturador electromecánico se abre por un intervalo breve de tiempo. La luz que cae en la celda se convierte en una pequeña cantidad de carga eléctrica, la cual una vez completada la exposición, se lee y almacena en un registro antes de ser procesada y almacenada en la tarjeta de memoria.

Figura 24.17 Programa de escalera.

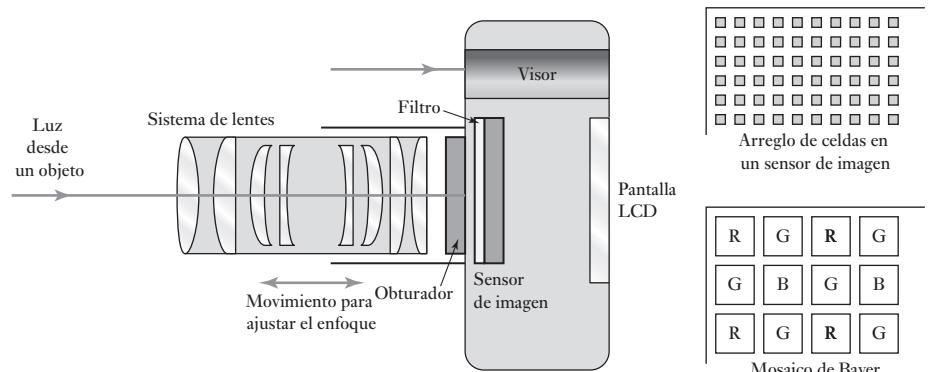
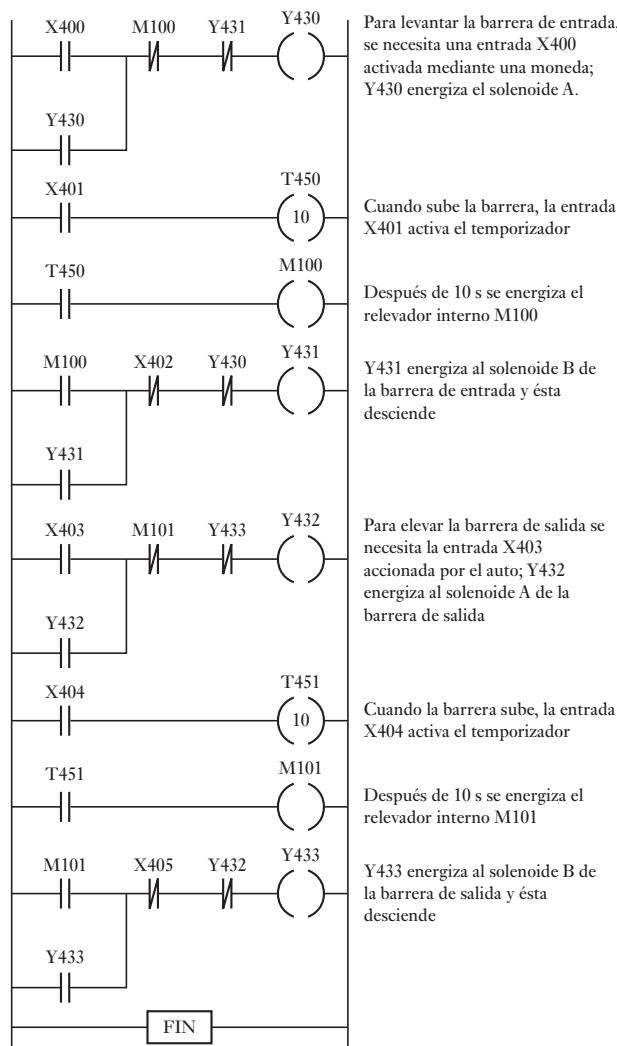


Figura 24.18 Elementos básicos de una cámara digital.

Los sensores no detectan los colores y así, para poder dar color a las fotografías, una matriz filtro de color se antepone al arreglo de celdas. Existen filtros separados, azul, verde o rojo para cada célula. El diseño más común para la matriz es el mosaico de Bayer, que cuenta con los tres colores arreglados en un patrón, de manera que ningún filtro del mismo color queden juntos y hay dos veces tantos filtros verdes como rojos o azules, esto se debe a que el verde es áspero en el centro del espectro visible y ofrece más detalles. El resultado es un mosaico de pixeles rojos, verdes y azules. Los archivos de los resultados para los pixeles en esta etapa se definen como archivos RAW en los que no se ha hecho ningún proceso. Para poder ofrecer una gama de colores a un pixel en particular, se utiliza un algoritmo en el que el color es asignado a un pixel en particular denominado al tomar en cuenta las intensidades de los colores de los pixeles vecinos.

El siguiente paso en procesar la señal es comprimir los archivos de manera que ocupen la menor memoria posible. De esta manera se puede almacenar más en la tarjeta de memoria que en lo que se guardaría en los archivos RAW. Por lo general el formato del archivo comprimido es JPEG (Joint Photographic Experts Group) que utiliza el principio que en muchas fotografías, muchos de los pixeles en la misma área son idénticos, así que en lugar de almacenar la misma información para cada uno, almacena una de manera efectiva y pide a los otros que sólo la repitan.

Un microcontrolador determina la exposición requerida de la cámara en respuesta a la salida desde un sensor como un fotodiodo detector de intensidad de la luz, el cual ofrece salidas que sirven para controlar la apertura y la velocidad del obturador. El sistema de manejo de apertura con una cámara digital puede ser un motor paso a paso que abre o cierra un conjunto de hojas de diafragma según la señal recibida desde el microcontrolador. El mecanismo del obturador que se usa con una cámara digital por lo general de la forma en la que se muestra en la Figura 24.19. El obturador incluye dos juegos de laminillas, cada una controlada por un pestillo con resorte. A falta de una corriente para el electromagneto, el resorte fuerza el pestillo en una posición que tiene el conjunto superior de laminillas inferiores para traslaparse con el juego inferior. Cuando una corriente pasa a través de un electromagneto éste provoca que el pestillo gire y al hacerlo levanta el conjunto superior de laminillas. El conjunto inferior de laminillas está en un principio sujeto al fondo por una corriente a

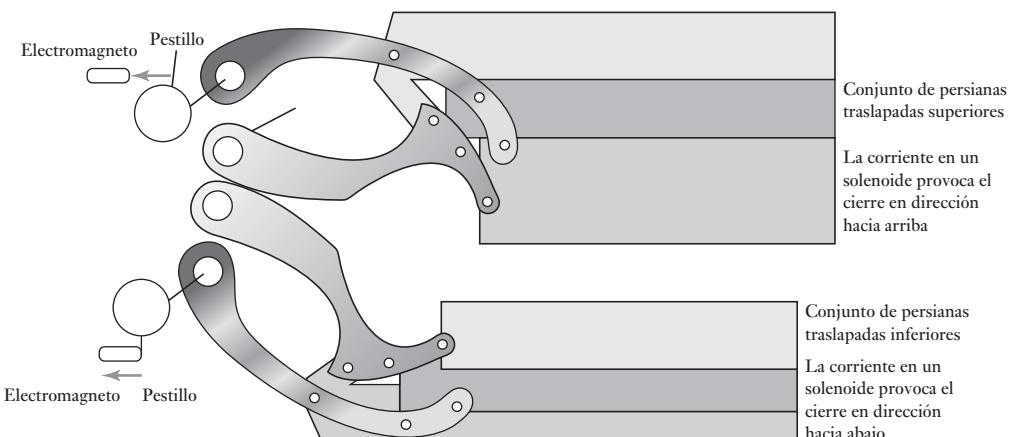


Figura 24.19 Mecanismo del obturador.

través de su electromagneto que sostiene el pestillo. Al apagarse la corriente de la laminilla inferior del pestillo, las laminillas se elevan. Así, la apertura del orificio a través del sensor de imagen se determina por el tiempo entre encajar una corriente hacia el pestillo superior y apagarla en un pestillo más bajo.

El enfoque requiere que el mecanismo mueva la lente. A menudo esto lo hace un motor ultrasónico que consiste en una serie de elementos piezoelectrónicos como el titanato zirconato de plomo (PZT). Cuando una corriente es alimentada por un elemento piezoelectrónico de este tipo, éste se expande o contrae según la polaridad de la corriente (Figura 24.20a)). Los elementos PZT están unidos por ambos lados de una tira delgada de resorte de acero y, cuando se aplica una diferencia potencial en la tira, la única forma en la que el PZT se puede expandir o contraer es doblando la tira de metal (Figura 24.20b)). Al aplicarse la polaridad opuesta a elementos alternos, se pueden doblar en direcciones opuestas (Figura 24.20c)). De esta manera, al utilizar una corriente alterna con una secuencia de tales elementos alrededor de un anillo, se puede hacer una onda de desplazamiento que viaje por el anillo piezoelectrónico, ya sea en dirección de las manecillas del reloj, o en dirección opuesta a las manecillas del reloj. La amplitud de esta onda de desplazamiento es de sólo 0.001 mm. Hay una tira de material con diminutos dientes adheridos en el exterior de los elementos PZT y cuando la onda de movimiento se desplaza por los elementos PZT son capaces de empujar la montura de la lente (Figura 24.20d)) y de esta forma manejar el elemento de enfoque.

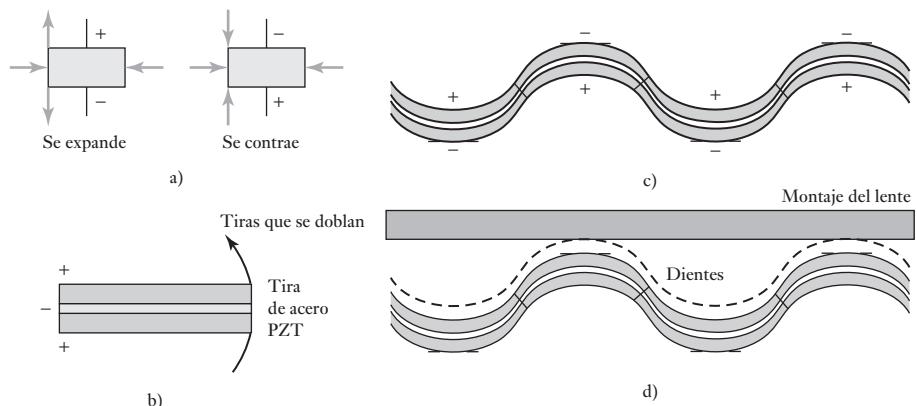


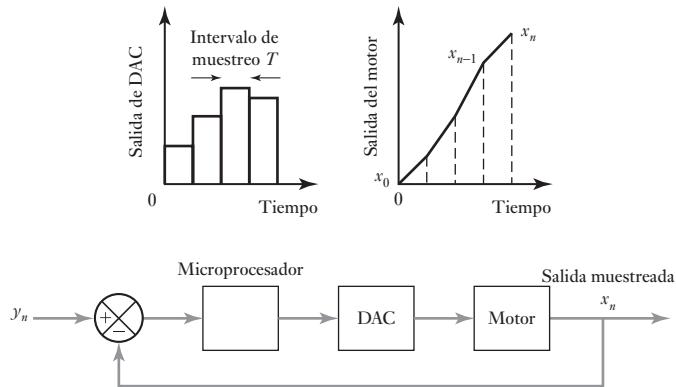
Figura 24.20 Motor piezoelectrónico.

Para complementar la información del uso de técnicas de modelaje tratadas en capítulos anteriores de este libro, considere el motor ultrasónico. Se requiere que el par de torsión T que genera el motor gire el anillo del motor a alguna posición angular θ . Este anillo es muy ligero y por ello su inercia es despreciable en comparación con la fricción entre los anillos. Al suponer que la fuerza de fricción es proporcional a la velocidad angular ω , entonces $T = c\omega = cd\theta/dt$, donde c es la fricción constante. Entonces la integración da

$$\theta = \frac{1}{c} \int dt$$

y así una función de transferencia es $G(s)$ de $1/cs$.

El sistema de control para un motor ultrasónico es de la forma en la que se muestra en la Figura 24.21. y_n es el n -ésimo pulso de entrada y x_n es el n -ésimo pulso de salida. Si el microprocesador ejerce la ganancia de control proporcional K , la entrada para éste es $y_n - x_n$ y la salida es $K(y_n - x_n)$. Ésta pasa por el DAC

Figura 24.21 Sistema de control.

y produce una salida analógica que consta de una serie de pasos (Figura 24.21). El motor actúa como integrador y su salida será $1/c$ veces la suma progresiva de las áreas bajo los escalones (Figura 24.21). Cada escalón cuenta con un área de (cambio DAC en la salida del escalón) $\times T$. Por lo tanto,

$$x_n - x_{n-1} = (\text{salida del DAC para } x_{n-1})T/c = K(y_{n-1} - x_{n-1})T/c$$

Por lo tanto,

$$x_n = [1 - (KT/c)]x_{n-1} + (KT/c)y_{n-1}$$

Suponga que $K/c = 5$ y un intervalo de muestreo de 0.1 s. Así,

$$x_n = 0.5y_{n-1} + 0.5x_{n-1}$$

Si hay una entrada al sistema de control para el enfoque de una secuencia de pulsos de tamaño constante 1 y antes de eso no existía una entrada, es decir, $y_0 = 1, y_1 = 1, y_2 = 1, \dots$, entonces:

$$x_0 = 0$$

$$x_1 = 0.5 \times 0 + 0.5 \times 1 = 0.5$$

$$x_2 = 0.5 \times 0.5 + 0.5 \times 1 = 0.75$$

$$x_3 = 0.5 \times 0.75 + 0.5 \times 1 = 0.875$$

$$x_4 = 0.5 \times 0.875 + 0.5 \times 1 = 0.9375$$

$$x_5 = 0.5 \times 0.9375 + 0.5 \times 1 = 0.96875$$

$$x_6 = 0.5 \times 0.96875 + 0.5 \times 1 = 0.984375$$

$$x_7 = 0.5 \times 0.984375 + 0.5 \times 1 = 0.9921875$$

y así sucesivamente

La salida tarda siete períodos de muestreo, es decir, 0.7 s, para lograr el enfoque. Esto es demasiado largo. Sin embargo, suponga que se eligen valores tales que $KT/c = 1$. La ecuación diferencial es, entonces $x_n = y_n - 1$. Por lo tanto,

$$x_0 = 0$$

$$x_1 = 1$$

$$x_2 = 1$$

$$x_3 = 1$$

...

Esto significa que la salida alcanzará la posición requerida después de sólo una muestra. Esta es una respuesta mucho más rápida. Para lograr una respuesta rápida se puede usar una tasa de muestra alta, respuesta que se denomiña como **respuesta aperiódica**.

24.2.4 Control del motor de un automóvil

Los automóviles modernos incluyen diversos sistemas de control electrónico que involucran microprocesadores, uno de ellos es el sistema de control del motor, cuyo objetivo es asegurar que el motor opera con su configuración óptima. La Figura 24.22 muestra el diagrama de bloques general de este sistema. Este sistema consta de sensores que después de acondicionar la señal, proporcionan la entrada al microcontrolador, el cual produce señales de salida a través de controladores para activar los actuadores. La Figura 24.23 muestra algunos de estos elementos en relación con un motor; sólo se muestra un cilindro.

El sensor de la velocidad del motor es de tipo inductivo y consiste en un devanado cuya inductancia varía conforme los dientes de la rueda sensora lo recorren, con lo que se genera un voltaje oscilatorio. En general, el sensor de temperatura es un termistor. Como sensor de flujo de aire másico se puede usar un sensor de hilo caliente. Cuando el aire pasa, el hilo caliente se enfriá; el grado de enfriamiento dependerá de la cantidad de flujo másico. El sensor de oxígeno es en general un tubo de extremo cerrado de óxido de zirconio, con

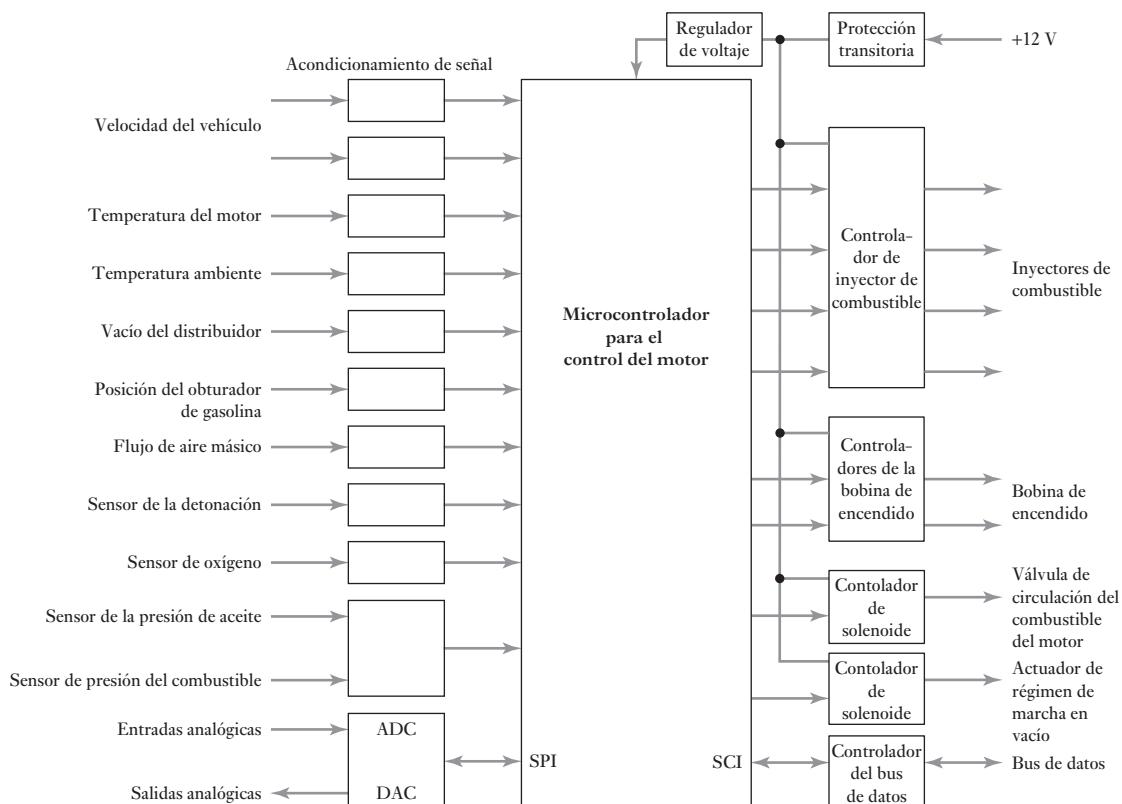


Figura 24.22 Sistema para el control de un motor.

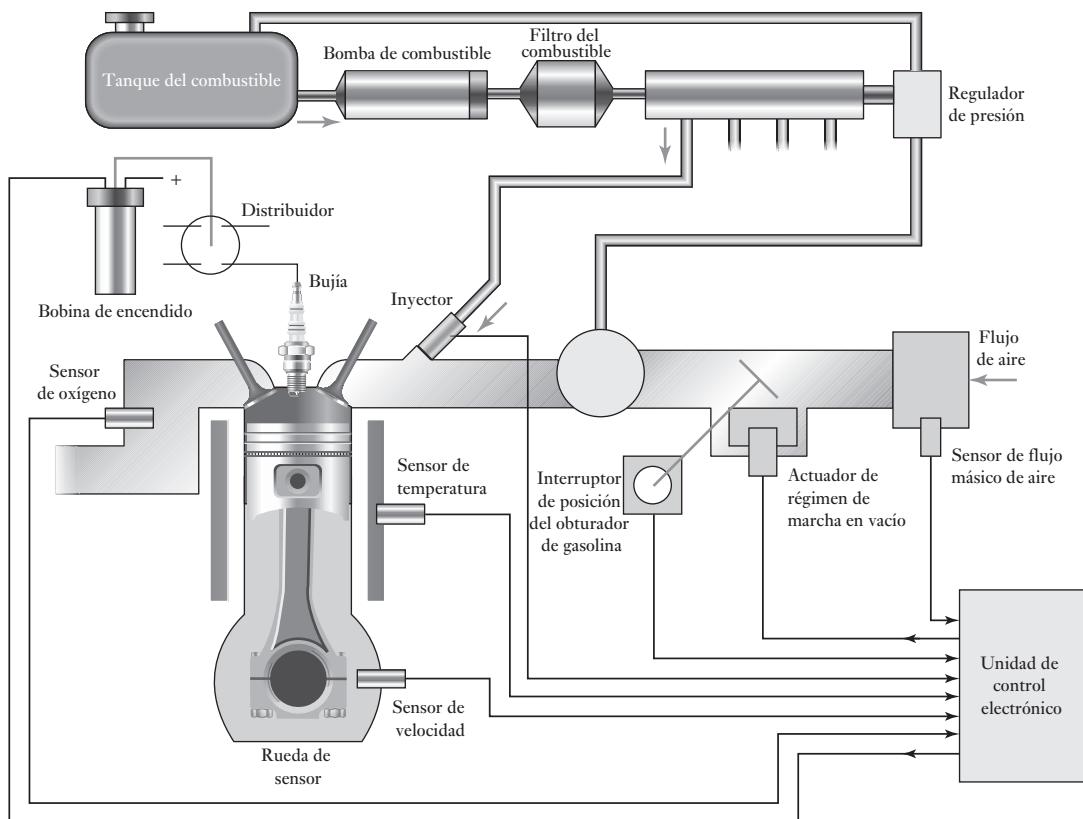


Figura 24.23 Sistema para administración de un motor.

electrodos de platino poroso en las superficies interna y externa. A una temperatura mayor de 300° C, el sensor se vuelve permeable a los iones de oxígeno y genera un voltaje entre los electrodos.

24.2.5 Lector de código de barras

Una escena familiar en las cajas registradoras de los supermercados es que pasan los artículos por un haz luminoso, o les acerquen un lector óptico para leer el código de barras y determinar de manera automática el tipo de mercancía y su precio. Este código consta de una serie de barras negras y blancas de ancho variable. Por ejemplo, en la contraportada de este libro hay un código de barras.

La Figura 24.24 ilustra la forma básica del código de barras que se utiliza en las ventas al menudeo. El código de barras representa una serie numérica; cuenta con un prefijo que identifica el tipo de codificación utilizada; la configuración del código universal de productos (UPC) que se usa en Estados Unidos este prefijo tiene un solo dígito, y en el número de artículo europeo (EAN), el prefijo tiene dos dígitos. El UPC usa un prefijo 0 para indicar abarrotes y un 3 para medicinas. El prefijo del EAN va del 00 al 09 y es posible leer el UPC dentro de un código EAN. Después de este prefijo aparecen cinco dígitos que representan al fabricante, cada uno tiene asignado un número único. A continuación aparece la parte central del patrón del código,

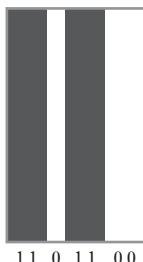
Figura 24.24 Código de barras.

identificado con dos barras más altas. El número de cinco dígitos siguiente representa al producto. El número final es un dígito de verificación que permite cerciorarse de que el código se leyó en forma correcta. Al inicio y al final del patrón de barras se usa un patrón de protección de dos barras más altas.

Cada número se codifica con siete dígitos 0 o 1. Los códigos empleados a cada lado de la línea central son diferentes para poder determinar la dirección de la digitalización. A la derecha, los caracteres tienen un número par de unos, es decir, paridad par; en el UPC, a la izquierda hay un número impar de unos, es decir, paridad impar; la codificación EAN a la izquierda es una combinación. La tabla 24.2 contiene las codificaciones UPC y EAN; UPC es la codificación a la izquierda de A y EAN usa códigos de caracteres a la izquierda de A y de B.

Tabla 24.2 Codificaciones UPC y EAN.

Número decimal	Caracteres A a la izquierda	Caracteres B a la izquierda	Caracteres a la derecha
0	0001101	0100111	1110010
1	0011001	0110011	1100110
2	0010011	0011011	1101100
3	0111101	0100001	1000010
4	0100011	0011101	0011100
5	0110001	0111001	0001110
6	0101111	0000101	1010000
7	0111011	0010001	1000100
8	0110111	0001001	1001000
9	0001011	0010111	1110100

**Figura 24.25** Código de barras para 2 del lado derecho.

Los unos se representan con una barra oscura. El carácter 2 a la derecha sería 1101100, con las barras oscuras adyacentes que aparece como una barra oscura de doble ancho seguida por un espacio angosto, por otra barra oscura de doble ancho y por un espacio de doble ancho. Lo anterior se ilustra en la Figura 24.25. El patrón de protección en los extremos del código representa 101 y la banda central de barras es 01010.

El código de barras de la Figura 24.24 es el que apareció en la primera edición de este libro en inglés. Se usó el código EAN y el prefijo 97 lo identifica como publicación, 80582 identifica al editor, 25634 identifica la obra y el dígito de verificación es 7. Observe que el código de barras contiene las partes relevantes del número ISBN, que también es un número para identificar al editor y la obra específica.

El procedimiento para usar el dígito de verificación del código es:

1. Empezar por la izquierda, sumar todos los caracteres, excluyendo el dígito de verificación, que están en posiciones impares, es decir, primero, tercero, quinto, etcétera y multiplicar la suma por 3.
2. Empezando por la derecha, sumar todos los caracteres de las posiciones pares.
3. Sumar los resultados de los pasos 1 y 2. El carácter de verificación es el número más pequeño, que al añadirse a esta suma produce un múltiplo de 10.

Un ejemplo de cómo usar el dígito de verificación es suponer que el código de barras de este libro es: 9780582256347. Para los caracteres impares se tiene: $9 + 8 + 5 + 2 + 5 + 3 = 32$, que al multiplicar por 3 da 96. En el caso de los caracteres pares se tiene: $7 + 0 + 8 + 2 + 6 + 4 = 27$. La suma da 123 y por lo tanto, el dígito de verificación será 7.

La lectura del código de barras consiste en determinar el ancho de las bandas oscuras y claras. Para ello se utiliza un láser de estado sólido que enfoca un haz luminoso, intenso y angosto, en el código para detectar la luz reflejada en una fotocelda. Por lo general, en la versión de digitalizador que se usa en los supermercados el láser está fijo y con un espejo giratorio la luz enfoca el código de barras y se recorren todas las barras. Para acondicionar la señal se amplifica la salida de la fotocelda con amplificadores operacionales y un circuito comparador que usa un amplificador operacional; se produce una salida de valor alto, es decir, un 1, cuando hay una barra oscura, y un valor de salida bajo, es decir, un 0, si hay un espacio en blanco. Esta secuencia de ceros y unos se alimenta, por ejemplo, a un PIA conectado a un microprocesador 6800 de Motorola. La configuración general del programa del microprocesador es:

1. Inicializar para borrar las diversas posiciones en la memoria.
2. Recuperar datos en la entrada. De manera continua se prueba la entrada para determinar si es un valor 0 o 1.
3. Procesar los datos para obtener los caracteres en formato binario. La entrada es una señal en serie que consta de ceros y unos de diferente duración, dependiendo del ancho de los espacios de las barras oscuras. El microprocesador está programado para obtener el ancho del tiempo del módulo al dividir el tiempo de muestreo entre las barras del marcador y el número de módulos; un módulo es una banda clara u oscura que representa un 0 o un 1. El programa determina si una banda oscura o clara representa a uno o varios dígitos, y con esto interpreta la señal del digitalizador.
4. Convertir el resultado binario en la información correspondiente al artículo adquirido y su costo.

24.2.6 Disco duro

La Figura 24.26a) muestra la forma básica de un disco duro que consiste en un disco revestido con una capa de metal que es magnetizado. El espacio entre la cabeza de escritura/lectura y la superficie del disco es muy pequeña, apenas $0.1\mu\text{m}$. Los datos se almacenan en la capa de metal como una secuencia de celdas de bits (vea la sección 6.3.2). Un motor gira el disco a la rev/min típica de 3600, 5400 o 7200 y un brazo actuador tiene que posicionarse de manera que la pista concéntrica relevante y la parte relevante de la pista se posicionen bajo la cabeza de lectura/escritura al final de ese brazo. Un sistema en lazo cerrado controla la cabeza (Figura 24.26b)) para posicionarla. La información

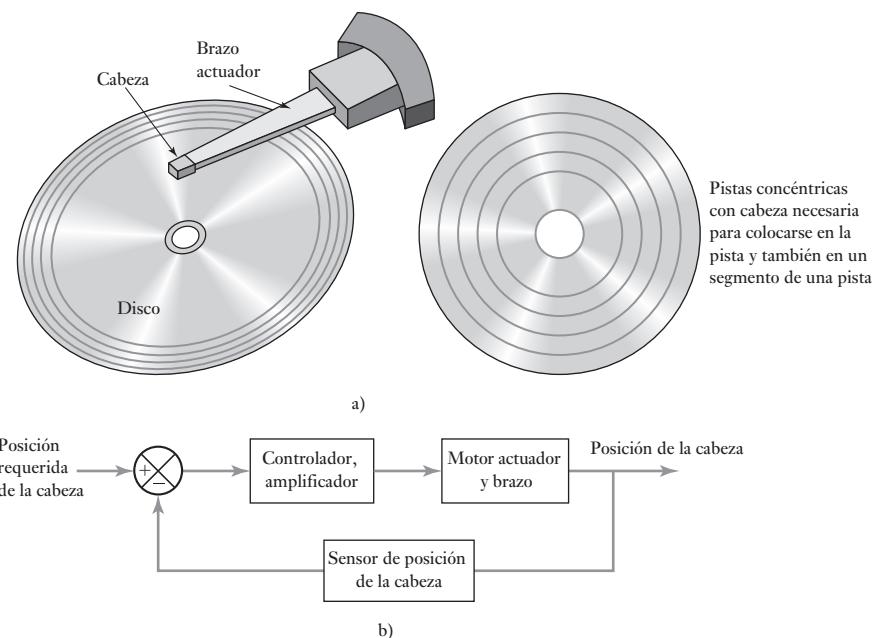
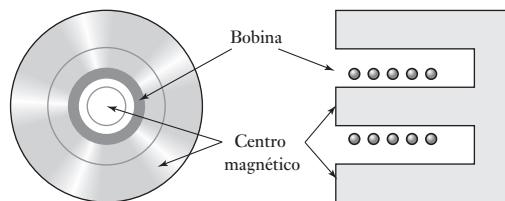


Figura 24.26 Disco duro: a) forma básica, b) sistema básico en lazo cerrado para la colocación de la cabeza de lectura/escritura.

del control se escribe en un disco durante el proceso de formateo, lo que permite a cada pista del sector ser identificada. El proceso de control implica que la cabeza emplee esta información para dirigirse a la parte requerida del disco.

El movimiento del actuador por lo general incluye un actuador de bobina de voz (Figura 24.27) para rotar el brazo. Este actuador de bobina de voz es esencialmente una bobina montada en una parrilla de manera que cuando una corriente pasa a través de la bobina ésta se mueve, el arreglo que es como un altavoz de bobina en movimiento, de manera que es capaz de mover el brazo actuador para colocar la cabeza en la pista requerida. La cabeza lee el campo magnético en el disco y ofrece una señal de retroalimentación del amplificador de control.

Figura 24.27 Actuador de bobina de voz.



El actuador de bobina de voz es una forma de motor de c.d. de imán permanente de campo controlado y tiene una función de transferencia de la misma forma (vea la sección 13.5). Así, la función de transferencia que relaciona el desplazamiento con el tiempo, por ejemplo, la integral de la función de tiempo de velocidad dada en la sección 13.5, el actuador de bobina de voz cuenta con una función de transferencia de la forma

$$G(s) = \frac{k}{s(Ls + R)(Is + c)} = \frac{k/Rc}{s(\tau_L s + 1)(\tau_I s + 1)}$$

El término $(\tau_s + 1)$ por lo general está cerca de 1 y entonces la función de transferencia se aproxima a

$$G(s) = \frac{k/R_c}{s(\tau_L s + 1)}$$

Así, el sistema de control de lazo cerrado en la Figura 24.26a), con un amplificador de control con una ganancia proporcional de K_a , y la transferencia de posición de la cabeza con una ganancia de 1, podría tener una función de transferencia general que da la relación entre la señal de salida $X(s)$ y la señal requerida de la entrada $R(s)$ de

$$\frac{X(s)}{R(s)} = \frac{K_a G(s)}{1 + K_a G(S)}$$

De esta manera, si tenemos $G(s) = 0.25/s(0.05s + 1) = 5/s(s + 20)$ y $K_a = 40$, entonces,

$$X(s) = \frac{200}{s^2 + 20s + 200} R(s)$$

Entonces, para una unidad de entrada de paso, por ejemplo, $R(s) = 1/s$, la salida será descrita por

$$X(s) = \frac{200}{s(s^2 + 20s + 200)}$$

El término cuadrático es de la forma $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$ (vea la sección 13.3.1) y así tiene una frecuencia natural ω_n de $\sqrt{200}$ y un factor de amortiguamiento relativo ζ de $10/\sqrt{200}$. Por lo tanto, se puede resolver cuál será la respuesta de este sistema de segundo orden para señales de entrada y qué tanto el sistema necesitará adaptarse; por ejemplo, 2% del tiempo establecido (vea la sección 12.5) es $4/\zeta\omega_n$ y así $4/10 = 0.4$ s. Esto es más bien un largo tiempo y se necesitaría considerar cómo se puede reducir para tal vez milisegundos. Habría que considerar reemplazar el amplificador con su ganancia proporcional por un control PD en ejercicio.

Resumen

La **mecatrónica** es una integración coordinada y desarrollada al mismo tiempo de ingeniería mecánica con electrónica y el control inteligente de computadora en el diseño y manufactura de productos. Esto implica el desarrollo de una solución integrada en lugar de un enfoque disciplinar por separado. En el desarrollo de soluciones, hay que considerar los modelos para realizar predicciones así como para saber su función probable.

Problemas y tareas

- 24.1 Presente una descripción de soluciones para los diseños posibles para obtener lo siguiente:
- a) El controlador de temperatura de un horno.

- b) Un mecanismo para clasificar objetos pequeños, medianos y grandes que se desplazan sobre una banda transportadora, para que al final cada uno de ellos se envíe a distintos recipientes para su empaque.
- c) Un graficador $x-y$ (dispositivo para trazar gráficas que muestran cómo varía la entrada de x conforme cambia la entrada de y).

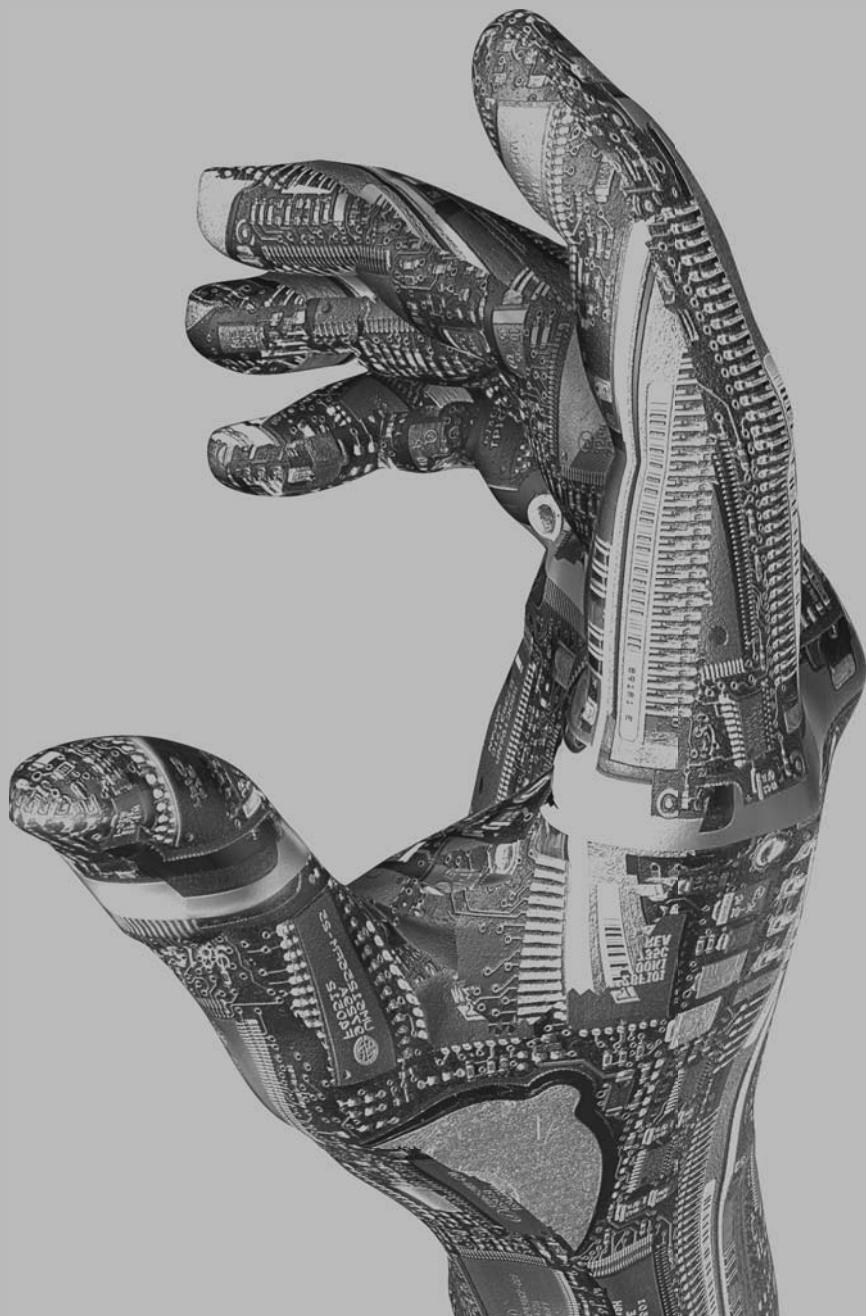
Tareas para investigación

- 24.2 Investigue el sistema de frenado antibloqueo que se usa en los automóviles y describa los principios de su funcionamiento.
- 24.3 Investigue el mecanismo de una impresora de matriz de punto y describa los principios de su funcionamiento.
- 24.4 Investigue el protocolo de red de área de control (CAN) que se utiliza en los automóviles.

Tareas para diseño

- 24.5 Diseñe un sistema de termómetro digital que muestre temperaturas entre 0 y 99° C. Como posible solución se sugiere usar un microprocesador con chips de RAM y de ROM o un microcontrolador.
- 24.6 Diseñe un óhmetro digital que presente la lectura del valor de la resistencia que esté conectada entre sus terminales. Se sugiere como posible solución usar un multivibrador monoestable, como el 74121, que produce un impulso cuya amplitud en tiempo guarda relación con la constante de tiempo RC del circuito utilizado.
- 24.7 Diseñe un barómetro digital que muestre el valor de la presión atmosférica. Se sugiere como posible solución utilizar un sensor de presión MPX2100AP.
- 24.8 Diseñe un sistema para controlar la velocidad de un motor de c.d. Se sugiere como posible solución usar la tabilla de evaluación M68HC11.
- 24.9 Diseñe un sistema que incluya un PLC para colocar cajas agrupadas en lotes de cuatro sobre una banda transportadora.

Apéndices



Apéndice A: La transformada de Laplace

A.1

La transformada de Laplace

Considere una cantidad que es una función del tiempo. Se puede decir que esta cantidad está en el **dominio del tiempo** y representa funciones como $f(t)$. En muchos problemas sólo se tiene interés en valores de tiempo mayores o iguales a 0, es decir, $t \geq 0$. Para obtener la transformada de Laplace de esta función se multiplica por e^{-st} y se integra con respecto al tiempo de cero a infinito. Aquí, la s es una constante con unidades de 1/tiempo. El resultado es lo que se denomina **transformada de Laplace** y se dice entonces que la ecuación está en el **dominio de s** . De esta manera, la transformada de Laplace de la función del tiempo $f(t)$, que se escribe como $\mathcal{L}\{f(t)\}$, está dada por

$$\mathcal{L}\{f(t)\} = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt$$

La transformada es **unilateral** ya que sólo se consideran los valores de tiempo entre 0 y $+\infty$, y no en el intervalo completo de tiempo de $-\infty$ a $+\infty$.

Se pueden realizar manipulaciones algebraicas con una cantidad en el dominio de s como adición, sustracción, división y multiplicación, igual que con cualquier cantidad algebraica. No se podría haber hecho esto con la función original, suponiendo que hubiera estado en la forma de una ecuación diferencial, en el dominio del tiempo. Con esto se quiere decir que se puede obtener una expresión mucho más sencilla en el dominio de s . Si se quiere ver cómo varía la cantidad con el tiempo en el dominio del tiempo, se tiene que realizar la transformación inversa. Esto implica encontrar la función en el dominio del tiempo que pudiera haber dado la expresión simplificada en el dominio de s .

Cuando en el dominio de s se escribe una función, entonces es una función de s , como $F(s)$. Es común utilizar F mayúscula para la transformada de Laplace y f minúscula para la función del tiempo $f(t)$. Así,

$$\mathcal{L}\{f(t)\} = F(s)$$

Para la operación inversa, cuando se obtiene la función del tiempo a partir de la transformada de Laplace, se puede escribir

$$f(t) = \mathcal{L}^{-1}\{F(s)\}$$

Esta ecuación se lee como: $f(t)$ es la transformada inversa de la transformada de Laplace $F(s)$.

A.1.1 Transformada de Laplace a partir de principios básicos

Para ilustrar la transformación de una cantidad del dominio del tiempo al dominio de s , considere la función que tiene el valor constante de 1 para todos

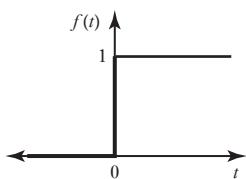


Figura A.1 Función escalón unitario.

los valores de tiempo mayores que 0, es decir, $f(t)$ para $t \geq 0$. Esto describe una función **escalón unitario** y se muestra en la Figura A.1.

La transformada de Laplace es entonces

$$\mathcal{L}\{f(t)\} = F(s) = \int_0^{\infty} 1e^{-st} dt = -\frac{1}{s}[e^{-st}]_0^{\infty}$$

Debido a que con $t = \infty$ el valor de e^{-st} es 0 y con $t = 0$ el valor de e^{-st} es 1, entonces

$$F(s) = \frac{1}{s}$$

Como otro ejemplo se muestra cómo determinar, a partir de los principios básicos, la transformada de Laplace de la función e^{at} donde a es una constante. La transformada de Laplace de $f(t) = e^{at}$ es

$$F(s) = \int_0^{\infty} e^{at} e^{-st} dt = \int_0^{\infty} e^{-(s-a)t} dt = -\frac{1}{s-a}[e^{-(s-a)t}]_0^{\infty}$$

Cuando $t = \infty$ el término entre corchetes se hace 0 y cuando $t = 0$ éste se hace -1. Entonces

$$F(s) = \frac{1}{s-a}$$

A.2

Escalones unitarios y pulsos

Las funciones de entrada comunes a los sistemas son el escalón unitario y el pulso. En lo que sigue se indica cómo se obtienen sus transformadas de Laplace.

A.2.1 Función escalón unitario

La Figura A.1 muestra una gráfica de una función escalón unitario. Cuando se presenta el escalón en $t = 0$, tiene la ecuación

$$\begin{aligned} f(t) &= 1 \text{ para todos los valores de } t \text{ mayores que } 0 \\ f(t) &= 0 \text{ para todos los valores de } t \text{ menores que } 0 \end{aligned}$$

La función escalón describe un cambio abrupto en alguna cantidad desde cero hasta su valor estable, por ejemplo, el cambio en el voltaje aplicado a un circuito cuando se enciende.

Así, la función escalón unitario no se puede describir por $f(t) = 1$ debido a que esto implicaría una función que tiene un valor constante de 1 en todos los valores de 0 a +1, positivos y negativos. La función escalón unitario que cambia de 0 a +1 en $t = 0$ se describe por convención con el símbolo $u(t)$ o $H(t)$, la H viene del apellido de su originador O. Heaviside. Por ello, algunas veces recibe el nombre de **función Heaviside**.

La transformada de Laplace de esta función escalón es, como se obtuvo en la sección anterior,

$$F(s) = \frac{1}{s}$$

La transformada de Laplace de una función escalón de altura a es

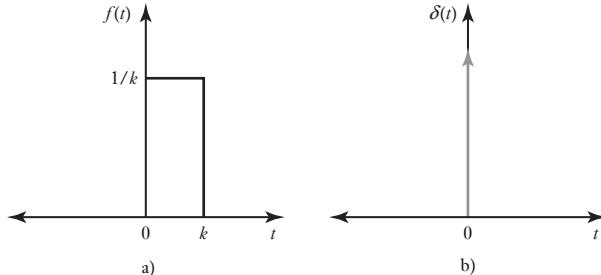
$$F(s) = \frac{a}{s}$$

A.2.2 Función pulso

Consideré un pulso rectangular de magnitud $1/k$ que ocurre en el tiempo $t = 0$ y que tiene un ancho de pulso k , es decir, el área del pulso es 1. La Figura A.2a) muestra este pulso que se puede describir como

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{1}{k} \quad \text{para } 0 \leq t < k \\ f(t) &= 0 \quad \text{para } t > k \end{aligned}$$

Figura A.2 a) Pulso rectangular,
b) Impulso.



Si se mantiene constante esta área del pulso en 1 y después se disminuye el ancho del pulso (es decir, k se reduce), la altura se incrementa. Entonces, en el límite cuando $k \rightarrow 0$ se acaba sólo con una línea vertical en $t=0$, la altura de la gráfica se va a infinito. El resultado es una gráfica que es cero excepto en un solo punto donde se tiene una espiga infinita (Figura A.2b)). Esta gráfica se puede usar para representar un pulso. Se dice que el pulso es unitario porque el área que encierra es 1. Esta función se representa mediante $\delta(t)$, la función pulso unitario o la función delta de Dirac.

La transformada de Laplace para el pulso rectangular de área unitaria en la Figura A.2a) está dada por

$$\begin{aligned} F(s) &= \int_0^\infty f(t)e^{-st} dt = \int_0^k \frac{1}{k} e^{-st} dt + \int_k^\infty 0 e^{-st} dt \\ &= \left[-\frac{1}{sk} e^{-st} \right]_0^k = -\frac{1}{sk} (e^{-sk} - 1) \end{aligned}$$

Para obtener la transformada de Laplace para el pulso unitario se necesita encontrar el valor de la última expresión cuando $k \rightarrow 0$. Esto se puede hacer mediante la expansión en serie del término exponencial. Así

$$e^{-sk} = 1 - sk + \frac{(-sk)^2}{2!} + \frac{(-sk)^3}{3!} + \dots$$

y se puede escribir

$$F(s) = 1 - \frac{sk}{2!} + \frac{(sk)^2}{3!} + \dots$$

Entonces en el límite cuando $k \rightarrow 0$ la transformada de Laplace tiende al valor 1:

$$\mathcal{L}\{\delta(t)\} = 1$$

Como el área del pulso anterior es 1 se puede definir la magnitud de tal pulso como si fuera 1. Así, la ecuación anterior da la transformada de Laplace para un pulso unitario. Un pulso de magnitud a se representa por $a\delta(t)$ y la transformada de Laplace es

$$\mathcal{L}\{a\delta(t)\} = a$$

A.3

Transformada de Laplace de funciones estándar

Al determinar las transformadas de Laplace de funciones, por lo común no es necesario evaluar las integrales ya que se dispone de tablas que dan las transformadas de Laplace de las funciones más comunes. Éstas, cuando se combinan con el conocimiento de las propiedades de esas transformadas (vea la siguiente sección), permiten resolver la mayoría de los problemas encontrados con más frecuencia. La Tabla A.1 da algunas de las funciones de tiempo más comunes y sus transformadas de Laplace. Observe que en la tabla $f(t) = 0$ para todos los valores negativos de t y los términos $u(t)$ se han omitido desde la mayor parte de las funciones de tiempo y se tienen que asumir.

Tabla A.1 Transformadas de Laplace.

Función de tiempo $f(t)$	Transformada de Laplace $F(s)$
1 $\delta(t)$, pulso unitario	1
2 $\delta(t-T)$, pulso unitario retardado	e^{-sT}
3 $u(t)$, escalón unitario	$\frac{1}{s}$
4 $u(t-T)$, escalón unitario retardado	$\frac{e^{-sT}}{s}$
5 t , rampa unitaria	$\frac{1}{s^2}$
6 t^n , rampa de n -ésimo orden	$\frac{n!}{s^{n+1}}$
7 e^{-at} , decaimiento exponencial	$\frac{1}{s + a}$
8 $1 - e^{-at}$, crecimiento exponencial	$\frac{a}{s(s + a)}$
9 $t e^{-at}$	$\frac{1}{(s + a)^2}$
10 $t^n e^{-at}$	$\frac{n!}{(s + a)^{n+1}}$

(continúa)

Tabla A.1 (continuación)

Función de tiempo $f(t)$	Transformada de Laplace $F(s)$
11 $t - \frac{1 - e^{-at}}{a}$	$\frac{a}{s^2(s + a)}$
12 $e^{-at} - e^{-bt}$	$\frac{b - a}{(s + a)(s + b)}$
13 $(1 - at)e^{-at}$	$\frac{s}{(s + a)^2}$
14 $1 - \frac{b}{b-a}e^{-at} + \frac{a}{b-a}e^{-bt}$	$\frac{ab}{s(s + a)(s + b)}$
15 $\frac{e^{-at}}{(b-a)(c-a)} + \frac{e^{-bt}}{(c-a)(a-b)} + \frac{e^{-ct}}{(a-c)(b-c)}$	$\frac{1}{(s + a)(s + b)(s + c)}$
16 sen ωt , onda de seno	$\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$
17 cos ωt , onda de coseno	$\frac{s}{s^2 + \omega^2}$
18 $e^{-at} \operatorname{sen} \omega t$, onda de seno amortiguada	$\frac{\omega}{(s + a)^2 + \omega^2}$
19 $e^{-at} \cos \omega t$, onda de coseno amortiguada	$\frac{s + a}{(s + a)^2 + \omega^2}$
20 $1 - \cos \omega t$	$\frac{\omega^2}{s(s^2 + \omega^2)}$
21 $t \cos \omega t$	$\frac{s^2 - \omega^2}{(s^2 + \omega^2)^2}$
22 $t \operatorname{sen} \omega t$	$\frac{2\omega s}{(s^2 + \omega^2)^2}$
23 $\operatorname{sen}(\omega t + \theta)$	$\frac{\omega \cos \theta + s \operatorname{sen} \theta}{s^2 + \omega^2}$
24 $\cos(\omega t + \theta)$	$\frac{s \cos \theta - \omega \operatorname{sen} \theta}{s^2 + \omega^2}$
25 $\frac{\omega}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta \omega t} \operatorname{sen} \omega \sqrt{1 - \zeta^2} t$	$\frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2}$
26 $1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta \omega t} \operatorname{sen}(\omega \sqrt{1 - \zeta^2} t + \phi), \cos \phi = \zeta$	$\frac{\omega^2}{s(s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2)}$

N.T: $f(t) = 0$ para valores negativos de t . Se han omitido los términos $u(t)$ de la mayoría de las funciones del tiempo y estas se tienen que suponer.

A.3.1 Propiedades de la transformada de Laplace

En esta sección se exponen las propiedades básicas de la transformada de Laplace. Estas propiedades permiten que la tabla de transformadas de Laplace de funciones estándar se use en una amplia gama de situaciones.

Propiedad de linealidad

Si dos funciones de tiempo separadas, por ejemplo, $f(t)$ y $g(t)$, tienen transformada de Laplace, entonces la transformada de la suma de las funciones de tiempo es la suma de las dos transformadas de Laplace separadas.

$$\mathcal{L}\{af(t) + bg(t)\} = a\mathcal{L}f(t) + b\mathcal{L}g(t)$$

a y b son constantes. De esta manera, por ejemplo, la transformada de Laplace de $1 + 2t + 4t^2$ está dada por la suma de las transformadas de los términos individuales en la expresión. Así, al usar los elementos 1, 5 y 6 de la Tabla A.1,

$$F(s) = \frac{1}{s} + \frac{2}{s^2} + \frac{8}{s^3}$$

Propiedad de corrimiento en el dominio de s

Esta propiedad se usa para determinar la transformada de Laplace de funciones que tienen un factor exponencial y algunas veces recibe el nombre de **primer teorema de corrimiento**. Si $F(s) = \mathcal{L}\{f(t)\}$ entonces

$$\mathcal{L}\{e^{at}f(t)\} = F(s - a)$$

Por ejemplo, como la transformada de t^n está dada por el elemento 6 en la Tabla A.1 como $n!/s^{n+1}$, la transformada de Laplace de $e^{at}t^n$ está dada por

$$\mathcal{L}\{e^{at}t^n\} = \frac{n!}{(s - a)^{n+1}}$$

Propiedad de corrimiento en el dominio del tiempo

Si una señal está retardada un tiempo T entonces su transformada de Laplace está multiplicada por e^{-sT} . Si $F(s)$ es la transformada de Laplace de $f(t)$ entonces

$$\mathcal{L}\{f(t - T)u(t - T)\} = e^{-sT}F(s)$$

Al retardo de una señal un tiempo T se le conoce como **segundo teorema de corrimiento**.

La propiedad de corrimiento en el dominio del tiempo se puede aplicar a todas las transformadas de Laplace. Así, para un pulso $\delta(t)$ que se retrasa un tiempo T para dar una función $\delta(t - T)$, la transformada de Laplace, que es 1, se multiplica por e^{-sT} para dar $1e^{-sT}$ como transformada de la función retardada.

Funciones periódicas

Para una función $f(t)$, la cual es una función periódica de periodo T , la transformada de Laplace es

$$\mathcal{L}f(t) = \frac{1}{1 - e^{-sT}} F_1(s)$$

donde $F_1(s)$ es la transformada de Laplace de la función para el primer periodo. Así, por ejemplo, considere la transformada de Laplace de una sucesión de pulsos rectangulares periódicos de periodo T , como se muestra en la Figura A.3. La transformada de Laplace de un solo pulso rectangular está

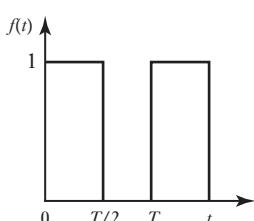


Figura A.3 Pulsos rectangulares.

dada por $(1/s)(1 - e^{-sT/2})$. Por lo tanto, al usar la ecuación anterior, la transformada de Laplace es

$$\frac{1}{1 - e^{-sT}} \times \frac{1}{s}(1 - e^{-sT/2}) = \frac{1}{s(1 + e^{-sT/2})}$$

Teoremas del valor inicial y final

El teorema del valor inicial se puede establecer como: si una función de tiempo $f(t)$ tiene transformada de Laplace $F(s)$, entonces en el límite cuando el tiempo tiende a cero, el valor de la función está dado por

$$\lim_{t \rightarrow 0} f(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} sF(s)$$

Por ejemplo, el valor inicial de la función dado por la transformada de Laplace $3/(s+2)$ es el valor límite de $3s/(s+2) = 3/(1+2/s)$ cuando s tiende a infinito y su valor es 3.

El teorema del valor final se puede establecer como: si una función del tiempo $f(t)$ tiene la transformada de Laplace $F(s)$, entonces en el límite cuando el tiempo tiende a infinito, el valor de la función está dado por

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s)$$

Derivadas

La transformada de Laplace de la derivada de una función $f(t)$ está dada por

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d}{dt}f(t)\right\} = sF(s) - f(0)$$

donde $f(0)$ es el valor de la función cuando $t = 0$. Por ejemplo la transformada de Laplace de $2(dx/dt) + x = 4$ es $2[sX(s) - x(0)] + X(s) = 4/s$ y si se tiene $x = 0$ en $t = 0$ cuando es $2sX(s) + X(s) = 4/s$ o $X(s) = 4/[s(2s + 1)]$.

Para un segunda derivada

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d^2}{dt^2}f(t)\right\} = s^2F(s) - sf(0) - \frac{d}{dt}f(0)$$

donde $df(0)/dt$ es el valor de la primera derivada en $t = 0$.

Integrales

La transformada de Laplace de la integral de una función $f(t)$ que tiene una transformada de Laplace $F(s)$ que está dada por

$$\mathcal{L}\left\{\int_0^t f(t) dt\right\} = \frac{1}{s}F(s)$$

Por ejemplo, la transformada de Laplace de la integral de una función e^{-t} entre los límites de 0 y t está dada por

$$\mathcal{L}\left\{\int_0^t e^{-t} dt\right\} = \frac{1}{s}\mathcal{L}\{e^{-t}\} = \frac{1}{s(s + 1)}$$

A.4**Transformada inversa**

La transformación inversa de Laplace es la conversión de una transformada de Laplace $F(s)$ en una función de tiempo $f(t)$. Esta operación se puede escribir como

$$\mathcal{L}^{-1}\{F(s)\} = f(t)$$

La operación inversa generalmente se puede realizar usando la Tabla A.1. La propiedad de linealidad de la transformada de Laplace significa que si se tiene una transformada como la suma de dos términos separados, entonces se puede tomar la inversa de cada uno por separado y la suma de las dos transformadas inversas es la transformada inversa requerida.

$$\mathcal{L}^{-1}\{aF(s) + bG(s)\} = a\mathcal{L}^{-1}F(s) + b\mathcal{L}^{-1}G(s)$$

De este modo, para ilustrar cómo al manipular una función, con frecuencia se puede poner en la forma estándar que se muestra en la tabla, la transformada inversa de $3/(2s + 1)$ se puede obtener arreglándola como

$$\frac{3(1/2)}{s + (1/2)}$$

La tabla (elemento 7) contiene la transformada $1/(s + a)$ con la transformada inversa de e^{-at} . La transformación inversa es ésta multiplicada por la constante $(3/2)$ con $a = (1/2)$, es decir, $(3/2)e^{-t/2}$.

Como otro ejemplo, considere la transformada inversa de Laplace de $(2s + 2)/(s^2 + 1)$. Esta expresión se puede arreglar como

$$2\left[\frac{s}{s^2 + 1} + \frac{1}{s^2 + 1}\right]$$

El primer término entre corchetes tiene una transformada inversa de $\cos t$ (elemento 17 de la Tabla A.1) y el segundo término $\sin t$ (elemento 16 de la Tabla A.1). Así, la transformada inversa de la expresión es $2 \cos t + 2 \sin t$.

A.4.1 Fracciones parciales

Con frecuencia $F(s)$ es un cociente de dos polinomios y no se puede identificar fácilmente con una transformada estándar de la Tabla A.1. Se tiene que convertir en términos de fracciones sencillas antes de poder usar las formas estándar. El proceso de convertir una expresión en términos de fracciones sencillas se denomina descomposición en **fracciones parciales**. Esta técnica se puede usar siempre que el grado del polinomio del numerador sea menor que el grado del polinomio del denominador. El grado del polinomio es la potencia más alta de s en la expresión. Cuando el grado del polinomio del numerador es igual o mayor que el del denominador, el denominador se divide entre el numerador hasta que el resultado sea la suma de los términos con un término fraccional como residuo que tenga un numerador con grado menor que el denominador.

Se puede considerar que habrá básicamente tres tipos de fracciones parciales:

1. El denominador contiene factores que son únicamente de la forma $(s + a)$, $(s + b)$, $(s + c)$, etc. La expresión es de la forma

$$\frac{f(s)}{(s + a)(s + b)(s + c)}$$

y tiene las fracciones parciales

$$\frac{A}{(s + a)} + \frac{B}{(s + b)} + \frac{C}{(s + c)}$$

2. Existen factores repetidos $(s + a)$ en el denominador, es decir, el denominador contiene potencias de dicho factor, y la expresión es de la forma

$$\frac{f(s)}{(s + a)^n}$$

Entonces ésta tiene fracciones parciales de

$$\frac{A}{(s + a)^1} + \frac{B}{(s + a)^2} + \frac{C}{(s + a)^3} + \cdots + \frac{N}{(s + a)^n}$$

3. El denominador contiene factores cuadráticos y éstos no se pueden factorizar sin términos imaginarios. Para una expresión de la forma

$$\frac{f(s)}{(as^2 + bs + c)(s + d)}$$

las fracciones parciales son

$$\frac{As + B}{as^2 + bs + c} + \frac{C}{s + d}$$

Los valores de las constantes A , B , C , etc., se pueden encontrar ya sea usando el hecho de que la igualdad entre la expresión y las fracciones parciales debe ser verdadera para todos los valores de s o que los coeficientes de s^n en la expresión deben ser iguales a los de s^n en la expansión en fracciones parciales. El uso del primer método se ilustra con el siguiente ejemplo donde las fracciones parciales de

$$\frac{3s + 4}{(s + 1)(s + 2)}$$

son

$$\frac{A}{s + 1} + \frac{B}{s + 2}$$

Entonces, para que las expresiones sean iguales, se debe tener que

$$\frac{3s + 4}{(s + 1)(s + 2)} = \frac{A(s + 2) + B(s + 1)}{(s + 1)(s + 2)}$$

y en consecuencia $3s + 4 = A(s + 2) + B(s + 1)$. Esto debe ser cierto para todos los valores de s . El procedimiento es entonces elegir los valores de s que permitan que algunos de los términos que involucran constantes se hagan cero y así se puedan determinar otras constantes. Entonces, si se hace $s = -2$ se tiene $3(-2) + 4 = A(-2 + 2) + B(-2 + 1)$ y así $B = 2$. Si ahora se hace $s = -1$ entonces $3(-1) + 4 = A(-1 + 2) + B(-1 + 1)$ y así $A = 1$. De esta manera

$$\frac{3s + 4}{(s + 1)(s + 2)} = \frac{1}{s + 1} + \frac{2}{s + 2}$$

Problemas

- A.1 Determine las transformadas de Laplace de: a) $2t$, b) $\sin 2t$, c) una unidad de pulso en el tiempo $t = 2$ s, d) $4 \frac{dx}{dt}$ cuando $x = 2$ en $t = 0$, e) $3 \frac{d^2x}{dt^2}$ cuando $x = 0$ y $\frac{dx}{dt} = 0$ en $t = 0$, f) la integral entre t y 0 de e^{-t} .
- A.2 Determine las inversas de las transformadas de Laplace: a) $1/s^2$, b) $5s/(s^2 + 9)$, c) $(3s - 1)/[s(s - 1)]$, d) $1/(s + 3)$.
- A.3 Determine el valor inicial de la función con la transformada de Laplace $5/(s + 2)$.



Apéndice B: Sistemas numéricos

B.1

Sistemas numéricos

El **sistema decimal** se basa en el uso de 10 símbolos o dígitos: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. Cuando un número se representa en este sistema, la posición de una cifra indica el valor de dicha cifra en función de los valores exponenciales de la base, de derecha a izquierda:

$$\dots \quad 10^3 \quad 10^2 \quad 10^1 \quad 10^0 \\ \text{millares} \quad \text{centenas} \quad \text{decenas} \quad \text{unidades}$$

El **sistema binario** se basa en sólo dos símbolos o estados: 0 y 1, a los que se les denomina dígitos binarios o **bits**. En este sistema los números se pueden representar como la suma de varias potencias de dos, de derecha a izquierda:

$$\dots \quad 2^3 \quad 2^2 \quad 2^1 \quad 2^0 \\ \text{bit 3} \quad \text{bit 2} \quad \text{bit 1} \quad \text{bit 0}$$

Por ejemplo, el número decimal 15 en el sistema binario es 1111. En un número binario el bit 0 se denomina como el **bit menos significativo (LSB)** y el bit más alto como el **bit más significativo (MSB)**.

El **sistema octal** se basa en ocho dígitos: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7. Cuando un número se representa en este sistema, la posición del dígito en el número aumenta por un factor de 8 de derecha a izquierda:

$$\dots \quad 8^3 \quad 8^2 \quad 8^1 \quad 8^0$$

Por ejemplo, el número decimal 15 en el sistema octal es 17.

El **sistema hexadecimal** se basa en 16 dígitos/símbolos: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F. Cuando un número se representa en este sistema, la posición del dígito en el número aumenta por un factor de 16 de derecha a izquierda:

$$\dots \quad 16^3 \quad 16^2 \quad 16^1 \quad 16^0$$

Por ejemplo, el número decimal 15 es F en el sistema hexadecimal. Este sistema por lo general se usa en la escritura de programas para sistemas basados en microprocesadores ya que es un método muy compacto de introducción de datos.

El **sistema decimal codificado en binario** (sistema BCD) es muy utilizado con las computadoras. Cada dígito decimal se codifica de manera separada en binario. Por ejemplo, el número decimal 15 en BCD es 0001 0101. Este código es útil para salidas desde sistemas basados en microprocesadores donde la salida tiene que manejar pantallas en decimal, cada dígito decimal en la pantalla es suministrado por el microprocesador con su propio código binario.

Tabla B.1 Sistemas numéricos.

	Decimal	Binario	BCD	Octal	Hexadecimal
0	0000	0000 0000	0000 0000	0	0
1	0001	0000 0001	0000 0001	1	1
2	0010	0000 0010	0000 0010	2	2
3	0011	0000 0011	0000 0011	3	3
4	0100	0000 0100	0000 0100	4	4
5	0101	0000 0101	0000 0101	5	5
6	0110	0000 0110	0000 0110	6	6
7	0111	0000 0111	0000 0111	7	7
8	1000	0000 1000	0000 1000	10	8
9	1001	0000 1001	0000 1001	11	9
10	1010	0001 0000	0001 0000	12	A
11	1011	0001 0001	0001 0001	13	B
12	1100	0001 0010	0001 0010	14	C
13	1101	0001 0011	0001 0011	15	D
14	1110	0001 0100	0001 0100	16	E
15	1111	0001 0101	0001 0101	17	F

La Tabla B.1 ofrece ejemplos de números en los sistemas decimal, binario, BCD, octal y hexadecimal.

B.2**Matemáticas binarias**

Para la suma de números binarios se observan las siguientes reglas:

$$0 + 0 = 0$$

$$0 + 1 = 1 + 0 = 1$$

$1 + 1 = 10$ es decir, 0 + lleva 1

$1 + 1 = 11$ es decir, 1 + lleva 1

En números decimales la suma de 14 y 19 da como resultado 33. En números binarios esta suma sería de la siguiente manera:

$$\begin{array}{r} \text{Sumando} & 01110 \\ \text{Sumando} & 10111 \\ \hline \text{Suma} & 100001 \end{array}$$

Para el bit 0, $0 + 1 = 1$. Para el bit 1, $1 + 1 = 10$ y así se tiene 0 con 1 llevado a la siguiente columna. Para el bit 3, $1 + 0 +$ portador de 1 = 10. Se continúa así a través de varios bits y termina con la suma más el portador 1. Entonces, el número final es 100001. Al agregar números binarios *A* y *B* para dar *C*, es decir, $A + B = C$, *A* se denomina como el **sumando 1**, *B* como el **sumando 2** y *C* como el resultado o la **suma**.

La resta de los números binarios sigue las siguientes reglas:

$$0 - 0 = 0$$

$$1 - 0 = 1$$

$$1 - 1 = 0$$

$$0 - 1 = 10 - 1 + \text{prestado} = 1 + \text{prestado}$$

Al evaluar $0 - 1$, un 1 se toma prestado de la columna cercana de la izquierda que tiene un 1. El siguiente ejemplo muestra esto. En números decimales la resta de 27 menos 14 da 13.

Minuendo	11011
Sustraendo	01110
Diferencia	01101

Para el bit 0 se tiene $1 - 0 = 1$. Para el bit 1 se tiene $1 - 1 = 0$. Para el bit 2 se tiene $0 - 1$. Se pide prestado 1 de la siguiente columna y entonces se tiene $10 - 1 = 1$. Para el bit 3 se tiene $0 - 1$; recuerde que se pidió prestado el 1. Una vez más se pide prestado el 1 de la siguiente columna, entonces se tiene $10 - 1 = 1$. Para el bit 4 se tiene $0 - 0 = 0$; recuerde que se pidió prestado el 1. Al restar números binarios A y B dan C , es decir, $A - B = C$, entonces A se denomina como el **minuendo**, B como el **sustraendo** y C como la resta o **diferencia**.

La resta de números binarios se lleva a cabo con mayor facilidad electrónicamente cuando se emplea un método alternativo de sustracción. Al ejemplo de resta anterior se le puede considerar como la suma de un número positivo y un número negativo. Las siguientes técnicas indican cómo se pueden especificar los números negativos y así convertir la resta en suma. Esto también permite manejar números negativos en cualquier circunstancia.

A los números utilizados hasta el momento se les llaman números **sin signo**. Esto es porque el número por sí mismo no contiene ninguna indicación si es negativo o positivo. Se dice que un número tiene **signo** cuando el bit más significativo se utiliza para indicar el signo del número, se usa un 0 si el número es positivo y un 1 si es negativo. Cuando se tiene un número positivo entonces se escribe de forma normal con un 0 precediéndolo. Así, un número binario positivo de 10010 se escribiría como 010010. Un número negativo de 10010 se escribiría como 110010. Sin embargo, ésta no es la forma más útil de representar números negativos ya que las computadoras facilitan su manipulación.

Una forma más útil de representar números negativos es con el método de complemento de dos. Un número binario tiene dos componentes conocidos como **complemento de uno** y **complemento de dos**. El complemento de uno de un número binario se obtiene al cambiar todos los unos en el número sin signo en ceros y los ceros en unos. Entonces el complemento de dos se obtiene al añadir 1 al complemento de uno. Cuando se tiene un número negativo entonces se obtiene el complemento de dos y luego se le añade el signo con un 1, al número positivo se le pone signo con un 0. Considere la representación del número decimal -3 como un número complemento de dos con signo. Primero se escribe el número binario para el 3 sin signo como 0011, entonces se obtiene el complemento de uno de 1100, se le suma 1 para dar el complemento de dos de 1101 sin signo, y finalmente ponerle signo con un 1 para indicar que es negativo. Así, el resultado es 11101. El siguiente es otro ejemplo, el complemento de dos con signo obtenido como un número de 8 bits para -6 :

Número binario sin signo	000 0110
Complemento de uno	111 1001
Sumar 1	1
Complemento a dos sin signo	111 1010
Complemento a dos con signo	1111 1010

Tabla B.2 Números con signo.

Número denario	Número con signo		Número denario	Número con signo	
+127	0111 1111	Sólo el número binario con signo con un 0	-1	1111 1111	Complemento a dos con signo con un 1
...			-2	1111 1110	
+6	0000 0110		-3	1111 1101	
+5	0000 0101		-4	1111 1100	
+4	0000 0101		-5	1111 1011	
+3	0000 0011		-6	1111 1010	
+2	0000 0010		...		
+1	0000 0001		-127	1000 0000	
+0	0000 0000				

Cuando se tiene un número positivo entonces se escribe en la forma normal con un 0 precediéndole. De esta manera, un número binario positivo de 100 1001 se escribiría como 01001001. La Tabla B.2 ofrece algunos ejemplos de números en este sistema.

La resta de números positivos implica la obtención del complemento de dos con signo del sustraendo y luego sumarlo al minuendo con signo. Así, la resta del número decimal 6 del número decimal 4 resulta

Minuendo con signo	0000 0100
Sustraendo, complemento a dos con signo	1111 1010
Suma	1111 1110

El bit más significativo del resultado es 1 y el resultado es negativo. Esto es el complemento de dos con signo para -2.

Considere otro ejemplo, restar 43 de 57. El número positivo con signo de 57 es 0011 1001. El complemento de dos con signo para -43 da

Número binario sin signo para 43	010 1011
Complemento a uno	101 0100
Sumar 1	1
Complemento a dos sin signo	101 0101
Complemento a dos con signo	1101 0101

Así, por medio de la suma del número positivo con signo y el número de complemento de dos con signo, se obtiene

Minuendo con signo	0011 1001
Sustraendo, complemento a dos con signo	1101 0101
Suma	0000 1110 + acarreo de 1

El portador 1 se ignora, luego el resultado es 0000 1110 y puesto que el bit más significativo es 0, el resultado es positivo. El resultado es el número decimal 14.

Si se quisieran sumar dos números negativos entonces se obtendría el complemento de dos con signo para cada número y luego se sumarían. Siempre que un número es negativo, se utiliza el complemento de dos con signo, cuando es positivo sólo se utiliza el número con signo.

B.3**Números flotantes**

En el sistema numérico decimal, los números grandes como 120 0000 a menudo se escriben en **notación científica** como 1.2×10^5 o tal vez 120×10^3 y los números pequeños como 0.000120 como 1.2×10^{-4} en lugar de un número con una ubicación fija para el punto decimal. Los números en esta forma de notación se escriben en términos de 10 elevados a alguna potencia. Asimismo, se puede usar esta función para números binarios pero escritos en términos de 2 elevados a alguna potencia. Por ejemplo, se podría tener 1010 escrito como 1.010×2^3 o tal vez 10.10×2^2 . Debido a que el punto binario se puede mover a diferentes ubicaciones mediante una elección de la potencia a la cual el 2 esté elevado, esta notación se denomina como **punto flotante**.

Un número de punto flotante está en la forma $a \times r^e$, donde a es denominado **mantisa**, r el **radio** o **base** y e el **exponente** o **potencia**. Con números binarios la base se entendió como 2, es decir, se tiene $a \times 2^e$. La ventaja del uso de números con puntos flotante es que, comparados con la representación del punto fijo, un rango mucho más amplio de números se puede representar por un número dado de dígitos.

Puesto que con números de punto flotante es posible almacenar un número en una cantidad de formas diferentes, por ejemplo, 0.1×10^2 y 0.01×10^3 , con sistemas de computación esos números están **normalizados**, es decir, todos ellos están puestos en la forma de $0.1 \times r^e$. Por lo tanto, con números binarios se tiene 0.1×2^e y así, si se tuvo 0.00001001 , éste se podría convertir en 0.1001×2^{-4} . Para tomar en cuenta el signo de un número binario entonces se agrega un bit con signo de 0 para un número positivo y 1 para un número negativo. De esta forma, el número 0.1001×2^{-4} se convierte en 1.1001×2^{-4} si es negativo y 0.1001×2^{-4} si es positivo.

Si se quiere añadir 2.01×10^3 y 1.02×10^3 se tiene que crear la potencia (por lo general se usa el término exponente), la misma para cada uno. Así, se puede escribir $2.01 \times 10^3 + 1.02 \times 10^3$. Entonces se puede añadir dígito por dígito, tomando en cuenta a cualquier portador, para dar 2.03×10^3 . Se adopta un procedimiento similar para números binarios de punto flotante. De esta forma, si se desea agregar 0.101100×2^4 y 0.111100×2^2 primero se ajustan para tener los mismos exponentes, es decir, 0.101100×2^4 y 0.001111×2^4 , y luego se sumarlos dígito por dígito para dar 0.111011×2^4 .

Asimismo, para la resta dígito por dígito de números de punto flotante sólo puede ocurrir entre dos números cuando tienen el mismo exponente. Así, 0.1101100×2^{-4} menos 0.1010100×2^{-5} se puede escribir como $0.01010100 \times 2^{-4} - 0.101010 \times 2^{-4}$ y el resultado sería 0.1000010×2^{-4} .

B.4**Código Gray**

Considere dos números sucesivos en un código binario 0001 y 0010 (denario 2 y 3); los 2 bits han cambiado en el grupo del código en ir desde un número al siguiente. Así, si se tenía un decodificador absoluto (vea la sección 2.3.7) y posiciones sucesivas asignadas para números binarios sucesivos, entonces se tienen que realizar dos cambios en este caso, lo que puede significar problemas en esos dos cambios, deben hacerse exactamente en el mismo instante; si uno ocurre en una fracción de tiempo antes que el otro, entonces puede haber momentáneamente otro número indicado. Por lo tanto, al ir desde 0001 a 0010 se podría tener de manera momentánea 0011 o 0000. Así es probable que se use un método alternativo de codificar.

El **código Gray** es un código: sólo 1 bit en el grupo de código que va de un número al siguiente. El código Gray no tiene un valor específico de acuerdo

Tabla B.3 Código Gray.

Número decimal	Código binario	Código Gray	Número decimal	Código binario	Código Gray
0	0000	0000	8	1000	1100
1	0001	0001	9	1001	1101
2	0010	0011	10	1010	1111
3	0011	0010	11	1011	1110
4	0100	0110	12	1100	1010
5	0101	0111	13	1101	1011
6	0110	0101	14	1110	1001
7	0111	0100	15	1111	1000

con su posición de bit en el grupo de código. Por lo tanto, no es apropiado para operaciones aritméticas pero se usa bastante en dispositivos de entrada/salida tal y como los decodificadores absolutos. En la Tabla B.3 se hace una lista de los números decimales y sus valores en el código binario y en el código Gray.

Problemas

- B.1 ¿Cuál es el número decimal más grande que se puede representar al usarse un número binario de 8 bits?
- B.2 Convierta los siguientes números binarios a números decimales: a) 1011, b) 10 0001 0001.
- B.3 Convierta los siguientes números decimales a hex: a) 423, b) 529.
- B.4 Convierta los siguientes números BCD a decimales: a) 0111 1000 0001, b) 0001 0101 0111.
- B.5 ¿Cuáles son las representaciones de los complementos a dos de los siguientes números decimales: a) -90, b) -35?
- B.6 ¿Qué bits de paridad par deben agregarse a: a) 100 1000, b) 100 1111?
- B.7 Realice las siguientes restas utilizando el complemento a dos: a) 21 - 13, b) 15 - 3.



Apéndice C: Álgebra booleana

C.1

Leyes del álgebra booleana

El álgebra booleana implica los dígitos binarios 1 y 0 y las operaciones $+$, \cdot y a la inversa. Las leyes de esta álgebra son:

1. Cualquier elemento de la operación OR consigo mismo es igual a sí mismo (idempotencia): $A + A = A$.
2. Cualquier elemento de la operación AND consigo mismo es igual a sí mismo (idempotencia): $A \cdot A = A$.
3. No importa el orden en el que se consideren las entradas para las compuertas OR y AND (conmutatividad):

$$A + B = B + A \quad \text{y} \quad A \cdot B = B \cdot A$$

4. La siguiente tabla de verdad indica la ley de asociatividad:

$$A + (B \cdot C) = (A + B) \cdot (A + C)$$

A	B	C	$B \cdot C$	$A + B \cdot C$	$A + B$	$A + C$	$(A + B) \cdot (A + C)$
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1	0	0
0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	1
1	1	0	0	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1	1	1

5. De la misma manera se puede utilizar una tabla de verdad para mostrar que se pueden manejar términos entre paréntesis de la misma manera que en el álgebra ordinaria:

$$A \cdot (B + C) = A \cdot B + A \cdot C$$

6. Cualquier elemento de la operación OR con su propio inverso es igual a 1:

$$A + \overline{A} = 1$$

7. Cualquier elemento de la operación AND con su propio inverso es igual a 0:

$$A \cdot \overline{A} = 0$$

8. Cualquier elemento de la operación OR con un 0 es igual a sí mismo; cualquier elemento de la operación OR con un 1 es igual a 1. Así, $A + 0 = A$ y $A + 1 = 1$.

9. Cualquier elemento de la operación AND con un 0 es igual a 0; cualquier elemento de la operación AND con un 1 es igual a sí mismo. Así, $A \cdot 0 = 0$ y $A \cdot 1 = A$.

Como una ilustración del uso de lo anterior para simplificar las expresiones booleanas, considere la simplificación

$$(A + B) \cdot \bar{C} + A \cdot C$$

Al utilizar la ley 5 para el primer término da

$$A \cdot \bar{C} + B \cdot \bar{C} + A \cdot C$$

Se reagrupa esto y se utiliza la ley 6 para dar

$$A \cdot (\bar{C} + C) + B \cdot \bar{C} = A \cdot 1 + B \cdot \bar{C}$$

Por lo tanto, al utilizar la ley 9 la expresión simplificada se convierte en

$$A + B \cdot \bar{C}$$

C.2

Leyes de De Morgan

Como se mostró antes, las leyes del álgebra booleana se pueden emplear para simplificar expresiones booleanas. Además, se tiene lo que se conoce como las **leyes de De Morgan**:

1. La suma de A y B globalmente negados o invertidos es igual al producto de los elementos A y B negados o invertidos de forma individual. La siguiente tabla de verdad muestra la validez de esto:

$$\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$$

A	B	$A + B$	$\overline{A + B}$	\overline{A}	\overline{B}	$\overline{A} \cdot \overline{B}$
0	0	0	1	1	1	1
0	1	1	0	1	0	0
1	0	1	0	0	1	0
1	1	1	0	0	0	0

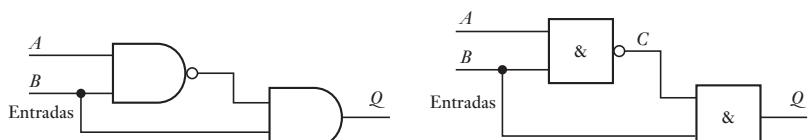
2. El producto de los elementos A y B globalmente negados o invertidos es igual a la suma de A y B negados o invertidos en forma individual. La siguiente tabla de verdad muestra la validez de esto

$$\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$$

A	B	$A \cdot B$	$\overline{A \cdot B}$	\overline{A}	\overline{B}	$\overline{A} + \overline{B}$
0	0	0	1	1	1	1
0	1	0	1	1	0	1
1	0	0	1	0	1	1
1	1	1	0	0	0	0

Como ejemplo del uso de las leyes de De Morgan, considere la simplificación del circuito lógico que se muestra en la Figura C.1.

Figura C.1 Simplificación de un circuito.



La ecuación booleana para la salida en términos de la entrada es

$$Q = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot B$$

Al aplicar la segunda ley de De Morgan da

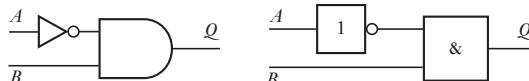
$$Q = (\overline{A} + \overline{B}) \cdot B$$

Esto se puede escribir como

$$Q = \overline{A} \cdot B + \overline{B} \cdot B = \overline{A} \cdot B + 0 = \overline{A} \cdot B$$

Por lo tanto, el circuito simplificado es como se muestra en la Figura C.2.

Figura C.2 Simplificación del circuito de la figura C.1.



C.3

Generación de la función booleana a partir de las tablas de verdad

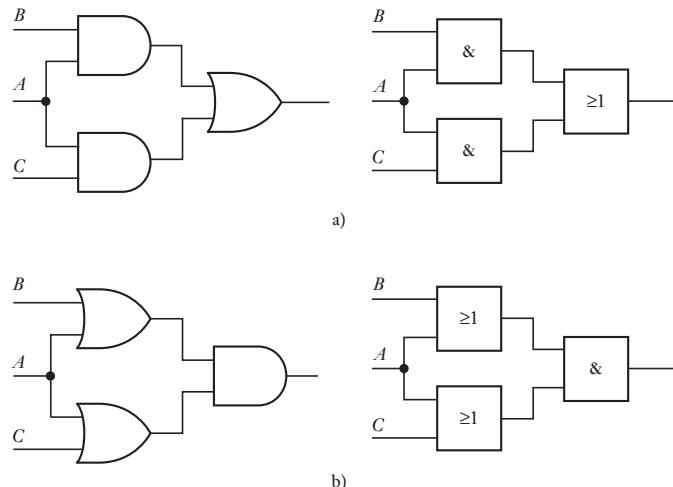
Dada una situación donde los requerimientos de un sistema se pueden especificar en términos de una tabla de verdad, ¿cómo se crea un sistema de compuertas lógicas que utilice la mínima cantidad de compuertas para dar esa tabla de verdad?

El álgebra booleana se puede utilizar para manipular funciones de interruptores en muchas formas equivalentes, algunas de las cuales toman muchas más compuertas lógicas que otras, sin embargo, la forma en la que se minimizan la mayoría es con compuertas AND que dirigen una compuerta OR sencilla o viceversa. Dos compuertas AND que dirigen una compuerta OR sencilla (Figura C.3a)) dan

$$A \cdot B + A \cdot C$$

A esto se le denomina como la forma de **suma de productos**.

Figura C.3 a) Suma de productos, b) producto de sumas.



Para dos compuertas OR que dirigen una compuerta AND sencilla (Figura C.3b)) se tiene

$$(A + B) \cdot (A + C)$$

A esto se le conoce como la forma del **producto de sumas**. Así, al considerar qué forma mínima puede encajar en una tabla de verdad dada, el procedi-

miento usual es encontrar la suma de productos o los productos de sumas que encajan con los datos. Por lo general se usa la forma de la suma de productos. El procedimiento que se utiliza es considerar cada fila de la tabla de verdad en turno y encontrar el producto que encajaría en la fila. El resultado general es entonces la suma de todos esos productos.

Suponga que se tiene una fila en una tabla de verdad de

$$A = 1, B = 0 \text{ y salida } Q = 1$$

Cuando A es 1 y B no es 1, entonces la salida es 1, por lo que el producto que encaja es éste

$$Q = A \cdot \bar{B}$$

Se puede repetir esta operación para cada fila de una tabla de verdad como indica la siguiente tabla.

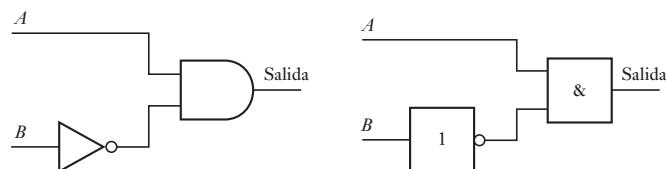
A	B	Salida	Productos
0	0	0	$\bar{A} \cdot \bar{B}$
0	1	0	$\bar{A} \cdot B$
1	0	1	$A \cdot \bar{B}$
1	1	0	$A \cdot B$

Sin embargo, sólo la fila de la tabla de verdad que tiene una salida de 1 necesita ser considerada, ya que las filas con salida 0 no contribuyen a la expresión final; el resultado entonces es

$$Q = A \cdot \bar{B}$$

El sistema de compuerta lógica que dará esta tabla de verdad es como se muestra en la Figura C.4.

Figura C.4 Compuertas lógicas para la tabla de verdad.



Otro ejemplo más, considere la siguiente tabla de verdad en la que sólo se incluyen los términos de los productos que dan una salida 1:

A	B	C	Salida	Productos
0	0	0	1	$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C}$
0	0	1	0	
0	1	0	1	$\bar{A} \cdot B \cdot \bar{C}$
0	1	1	0	
1	0	0	0	
1	0	1	0	
1	1	0	0	
1	1	1	0	

Así, la suma de productos que encaja con esta tabla es

$$Q = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} + \bar{A} \cdot B \cdot \bar{C}$$

Esto se puede simplificar para dar

$$Q = \bar{A} \cdot \bar{C} \cdot (\bar{B} + B) = \bar{A} \cdot \bar{C}$$

De esta manera, la tabla de verdad se puede generar con sólo una compuerta NAND.

C.4

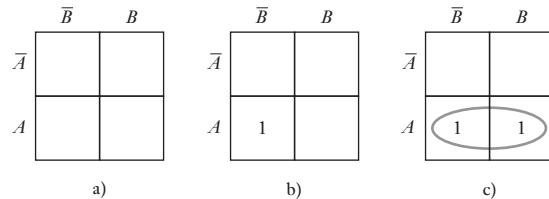
Mapas de Karnaugh

El **mapa de Karnaugh** es un método gráfico que se puede utilizar para producir expresiones booleanas simplificadas de sumas de productos obtenidos de las tablas de verdad. La tabla de verdad tiene una fila para el valor de la salida para cada combinación de valores de entrada. Con dos variables de entrada hay cuatro líneas en la tabla de verdad, con tres variables de entrada hay seis líneas y con cuatro variables de entrada hay dieciséis líneas. Así, con dos variables de entrada hay cuatro términos de producto, con tres variables de entrada hay seis y con cuatro variables de entrada hay dieciséis. El mapa de Karnaugh está trazado como un arreglo rectangular de celdas, cada celda corresponde al valor del producto en particular. De esta manera, con dos variables de entrada hay cuatro celdas, con tres variables de entrada hay seis celdas y con cuatro variables de entrada hay dieciséis celdas. Los valores de salida para las filas están colocados en sus celdas en el mapa de Karnaugh, a pesar de que es usual indicar sólo el 1 de los valores de salida y dejar las celdas con salida 0 como vacías.

La Figura C.5a) muestra el mapa para dos variables de entrada. Las celdas se dan con los valores de salida para los productos siguientes:

- Celda izquierda superior $\bar{A} \cdot \bar{B}$,
- Celda izquierda inferior $\bar{A} \cdot B$,
- Celda derecha superior $A \cdot \bar{B}$,
- Celda derecha inferior $A \cdot B$

Figura C.5 Mapa de dos variables de entrada.



El arreglo de los cuadros del mapa es tal que los cuadros adyacentes horizontalmente difieren sólo en una variable y , asimismo, los cuadros adyacentes en forma vertical difieren sólo en una variable. De esta manera, de forma horizontal con el mapa de dos variables las variables difieren sólo en A y verticalmente sólo en B .

Para la siguiente tabla de verdad, si se colocan los valores dados para los productos en el mapa de Karnaugh, sólo indicando donde una celda tiene valor de 1 y dejando en blanco aquellas celdas con un valor 0, entonces se obtiene el mapa que se muestra en la Figura C.5b):

A	B	Salida	Productos
0	0	0	$\bar{A} \cdot \bar{B}$
0	1	0	$\bar{A} \cdot B$
1	0	1	$A \cdot \bar{B}$
1	1	0	$A \cdot B$

Debido a que sólo la entrada 1 se encuentra en el cuadro derecho inferior, la tabla de verdad se puede representar por la expresión booleana

$$\text{salida} = A \cdot \bar{B}$$

Como un ejemplo extra, considere la siguiente tabla de verdad:

A	B	Salida	Productos
0	0	0	$\bar{A} \cdot \bar{B}$
0	1	0	$\bar{A} \cdot B$
1	0	1	$A \cdot \bar{B}$
1	1	1	$A \cdot B$

Ésta da el mapa de Karnaugh que se muestra en la Figura C.5c), que tiene una salida dada por

$$\text{salida} = A \cdot \bar{B} + A \cdot B$$

Esto se puede simplificar:

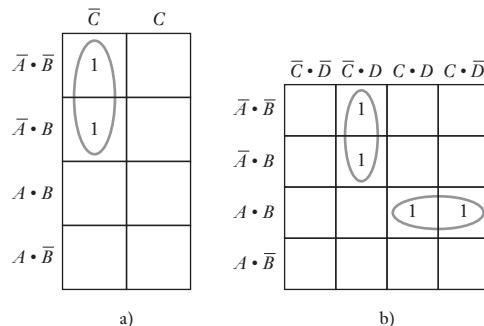
$$A \cdot \bar{B} + A \cdot B = A \cdot (\bar{B} + B) = A$$

Cuando dos celdas que contienen un 1 con un borde vertical en común, se puede simplificar la expresión booleana para ajustar la variable común. Se puede hacer esto a través de la inspección de un mapa, que indique cuáles entradas de celdas se pueden simplificar mediante aros alrededor de ellos, como en la Figura C.5c).

La Figura C.6a) muestra el mapa de Karnaugh para la siguiente tabla de verdad que cuenta con tres variables de entrada:

A	B	C	Salida	Productos
0	0	0	1	$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C}$
0	0	1	0	$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C$
0	1	0	1	$\bar{A} \cdot B \cdot \bar{C}$
0	1	1	0	$\bar{A} \cdot B \cdot C$
1	0	0	0	$A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C}$
1	0	1	0	$A \cdot \bar{B} \cdot C$
1	1	0	0	$A \cdot B \cdot \bar{C}$
1	1	1	0	$A \cdot B \cdot C$

Figura C.6 a) Mapa de tres variables de entrada, b) mapa de cuatro variables de entrada.



Como se hizo antes, se puede utilizar un aro para simplificar el resultado de la expresión booleana para sólo la variable común. El resultado es

$$\text{salida} = \bar{A} \cdot \bar{C}$$

La Figura C.6b) muestra el mapa de Karnaugh para la siguiente tabla de verdad que tiene cuatro variables de entrada. El aro simplifica la expresión booleana resultante para dar

$$\text{salida} = \bar{A} \cdot \bar{C} \cdot D + A \cdot B \cdot C$$

<i>A</i>	<i>B</i>	<i>C</i>	<i>D</i>	Salida	Productos
0	0	0	0	0	
0	0	0	1	1	$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot D$
0	0	1	0	0	
0	0	1	1	0	
0	1	0	0	0	
0	1	0	1	1	$\bar{A} \cdot B \cdot \bar{C} \cdot D$
0	1	1	0	0	
0	1	1	1	0	
1	0	0	0	0	
1	0	0	1	0	
1	0	1	0	0	
1	0	1	1	0	
1	1	0	0	0	
1	1	0	1	0	
1	1	1	0	1	$A \cdot B \cdot C \cdot \bar{D}$
1	1	1	1	1	$A \cdot B \cdot C \cdot D$

Lo anterior representa sólo algunos ejemplos simples de mapas de Karnaugh y el uso del aro. Observe que, al hacer el aro, las celdas adyacentes se pueden considerar para estar en las filas superior e inferior y en las columnas derecha e izquierda. Piense en los extremos opuestos del mapa juntos. Al encerrar un par de unos adyacentes en un mapa se elimina la variable de que aparezca en forma complementada o sin complementar. Al encerrar en un aro un cuarteto de unos adyacentes se eliminan las dos variables que aparecen en las formas complementada y sin complementar. Al encerrar en un aro un octeto de unos adyacentes se eliminan las tres variables que aparecen en las formas complementada y sin complementar.

Como otro ejemplo, considere una máquina automatizada que sólo empezará cuando dos de los tres sensores *A*, *B* y *C* den señales. La siguiente tabla de verdad encaja en este requerimiento y la Figura C.7a) muestra el resultado de las tres variables en el diagrama de Karnaugh. La expresión booleana que encaja en el mapa y de esta manera describe el resultado de la máquina es

$$\text{resultado} = A \cdot B + B \cdot C + A \cdot C$$

La Figura C.7b) muestra las compuertas lógicas que podrían utilizarse para generar esta expresión booleana. $A \cdot B$ describe una compuerta AND para las entradas *A* y *B*. Asimismo, $B \cdot C$ y $A \cdot C$ son dos compuertas AND más. Los signos + indican que las salidas de las tres compuertas AND son las entradas para una compuerta OR.

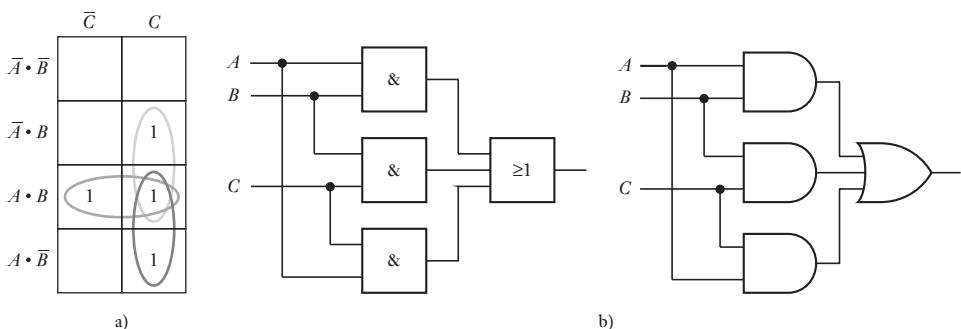


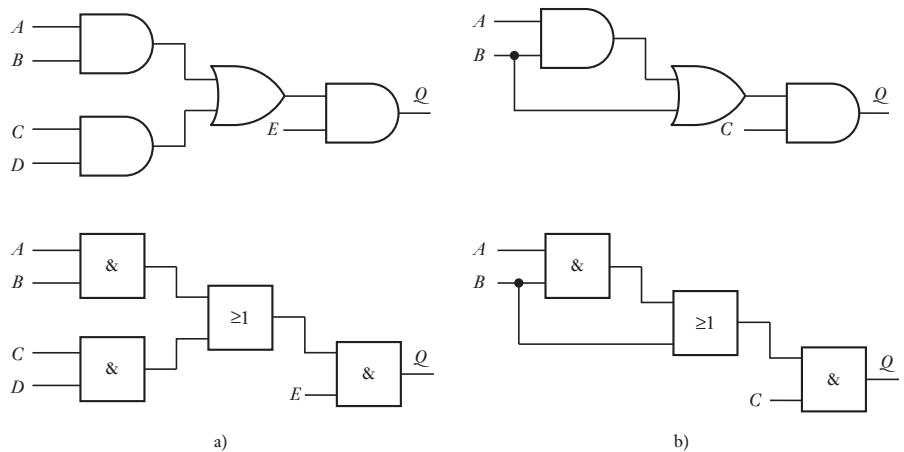
Figura C.7 Máquina automatizada.

A	B	C	Salida	Productos
0	0	0	0	
0	0	1	0	
0	1	0	0	
0	1	1	1	$\bar{A} \cdot B \cdot C$
1	0	0	0	
1	0	1	1	$A \cdot \bar{B} \cdot C$
1	1	0	1	$A \cdot B \cdot \bar{C}$
1	1	1	1	$A \cdot B \cdot C$

En algunos sistemas lógicos hay algunas combinaciones variables de entrada para las cuales las salidas no están especificadas. Se les denomina como “estados sin importancia”. Al entrar éstos en un mapa de Karnaugh, las celdas se pueden establecer ya sea en 1 o en 0, de tal forma que las ecuaciones de salida se pueden simplificar.

Problemas

- C.1 Establezca las funciones booleanas que se pueden emplear para describir las siguientes situaciones:
- Hay una salida cuando el interruptor A está cerrado y cualquiera de los interruptores B o C está cerrado.
 - Hay una salida cuando cualquiera de los interruptores A o B está cerrado y cualquiera de los interruptores C o D está cerrado.
 - Hay una salida si el interruptor A está abierto o el interruptor B está cerrado.
 - Hay una salida cuando el interruptor A está abierto y el interruptor B está cerrado.
- C.2 Establezca las funciones booleanas para cada uno de los circuitos lógicos que se muestran en la Figura C.8.
- C.3 Para la ecuación booleana $Q = (A \cdot C + B \cdot C) \cdot (A + C)$ construya una tabla de verdad.
- C.4 Simplifique las siguientes ecuaciones booleanas:
- $Q = A \cdot C + A \cdot C \cdot D + C \cdot D$
 - $Q = A \cdot \bar{B} \cdot D + A \cdot \bar{B} \cdot \bar{D}$
 - $Q = A \cdot B \cdot C + C \cdot D + C \cdot D \cdot E$

**Figura C.8** Problema C.2.

- C.5 Utilice las leyes de De Morgan para demostrar que una compuerta NOR con entradas invertidas es equivalente a una compuerta AND.
- C.6 Dibuje los mapas de Karnaugh para las siguientes tablas de verdad y luego determine la ecuación booleana simplificada para las salidas:

a)

<i>A</i>	<i>B</i>	<i>Q</i>
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	1

b)

<i>A</i>	<i>B</i>	<i>C</i>	<i>Q</i>
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	1

- C.7 Simplifique las siguientes ecuaciones booleanas con la ayuda de los mapas de Karnaugh:
- $Q = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot C + \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} + \overline{A} \cdot B \cdot \overline{C}$
 - $Q = \overline{A} \cdot B \cdot \overline{C} \cdot D + A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot D + \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot D$
 $+ A \cdot B \cdot \overline{C} \cdot D + A \cdot B \cdot \overline{C} \cdot \overline{D} + A \cdot B \cdot C \cdot D$
- C.8 Invente un sistema que permitirá que una puerta se abra sólo cuando se presionen correctamente cuatro botones combinados, con cualquier combinación incorrecta sonará una alarma.

Apéndice D: Conjuntos de instrucciones

A continuación se presentan las instrucciones que se usan con el M69HC11 de Motorola, con el 8051 de Intel y con los microcontroladores PIC16Cxx.

M68HC11

Instrucción	Mnemónico	Instrucción	Mnemónico
<i>Carga</i>			
Cargar un dato en el acumulador A	LDAA	Sumar 1 al registro de índice Y	INY
Cargar un dato en el acumulador B	LDAB	Rotar/acarrear	
Cargar un dato en el acumulador doble	LDD	Rotar a la izquierda los bits de la memoria	ROL
Cargar un dato en el apuntador de pila	LDS	Rotar a la izquierda los bits del acumulador A	ROLA
Cargar un dato en el registro de índice X	LDX	Rotar a la izquierda los bits del acumulador B	ROLB
Cargar un dato en el registro de índice Y	LDY	Rotar a la derecha los bits de la memoria	ROR
Leer el dato de la pila y cargarlo al acumulador A	PULA	Rotar a la derecha los bits del acumulador A	RORA
Leer el dato de la pila y cargarlo al acumulador B	PULB	Rotar a la derecha los bits del acumulador B	RORB
Leer el registro de índice X de la pila	PULX	Corrimiento aritmético a la izquierda de bits de la memoria	ASL
Leer el registro de índice Y de la pila	PULY	Corrimiento aritmético a la izquierda de bits del acumulador A	ASLA
<i>Registros de transferencia</i>		Corrimiento aritmético a la izquierda de bits del acumulador B	ASLB
Transferir un dato del acumulador A al acumulador B	TAB	Corrimiento aritmético a la derecha de bits de la memoria	ASR
Transferir un dato del acumulador B al acumulador A	TBA	Corrimiento aritmético a la derecha de bits del acumulador A	ASRA
Transferir un dato del apuntador de pila al registro de índice X	TSX	Corrimiento aritmético a la derecha de bits del acumulador B	ASRB
Transferir un dato del apuntador de pila al registro de índice Y	TSY	Corrimiento lógico a la izquierda de bits de la memoria	LSL
Transferir un dato del registro de índice X al apuntador de pila	TXS	Corrimiento lógico a la izquierda de bits del acumulador A	LSLA
Transferir un dato del registro de índice Y al apuntador de pila	TYS	Corrimiento lógico a la izquierda de bits del acumulador B	LSLB
Intercambiar datos entre el acumulador doble y el registro de índice X	XGDX	Corrimiento lógico a la izquierda de bits del acumulador D	LSLD
Intercambiar datos entre el acumulador doble y el registro de índice Y	XGDY	Corrimiento lógico a la derecha de bits de la memoria	LSR
<i>Decremento / Incremento</i>		Corrimiento lógico a la derecha de bits del acumulador A	LSRA
Restar 1 al contenido de la memoria	DEC	Corrimiento lógico a la derecha de bits del acumulador B	LSRB
Restar 1 al contenido del acumulador A	DECA	Corrimiento lógico a la derecha de bits del acumulador C	LSRD
Restar 1 al contenido del acumulador B	DECB	Prueba de datos con ajuste de códigos de condiciones	
Restar 1 al apuntador de pila	DES	Prueba lógica AND entre el acumulador A y la memoria	BITA
Restar 1 al registro de índice X	DEX	Prueba lógica AND entre el acumulador B y la memoria	
Restar 1 al registro de índice Y	DEY	Comparar el acumulador A con el acumulador B	BITB
Sumar 1 al contenido de la memoria	INC	Comparar el acumulador A con la memoria	CBA
Sumar 1 al contenido del acumulador A	INCA	Comparar el acumulador B con la memoria	CMPA
Sumar 1 al contenido del acumulador B	INCB	Comparar el acumulador doble con la memoria	CMPB
Sumar 1 al apuntador de pila	INS	Comparar el registro de índice X con la memoria	CPD
Sumar 1 al registro de índice X	INX	Comparar el registro de índice Y con la memoria	CPX
		Restar \$00 de la memoria	CPY
		Restar \$00 del acumulador A	TST
		Restar \$00 del acumulador B	TSTA
		Limpiar máscara de interrupción	TSTB
		(Continúa)	CLI

Instrucción	Mnemónico	Instrucción	Mnemónico
Establecer una máscara de interrupción	SEI	Restar el contenido de la memoria del acumulador A	SUBA
Interrupción de software	SWI	Restar el contenido de la memoria del acumulador B	SUBB
Regresar de la interrupción	RTI	Restar el contenido de la memoria del acumulador doble	SUBD
Esperar interrupción	WAI	Reemplazar el acumulador A por su complemento a 2s	NEGA
<i>Complementar y limpiar</i>		Reemplazar el acumulador B por su complemento a 2s	NEGB
Limpiar memoria	CLR	Multiplicar el acumulador A por el acumulador B	MUL
Limpiar el acumulador A	CLRA	Dividir un entero D sin signo entre el registro de índice X	IDIV
Limpiar el acumulador B	CLRB	Dividir una fracción D sin signo entre el registro de índice X	FDIV
Borrar los bits de la memoria	BCLR		
Fijar los bits en la memoria	BSET	<i>Bifurcación condicional</i>	
<i>Registros de almacenamiento</i>		Bifurcación si el signo es negativo	BMI
Almacenar el contenido del acumulador A	STAA	Bifurcación si el signo es positivo	BPL
Almacenar el contenido del acumulador B	STAB	Bifurcación si está definido un desborde	BVS
Almacenar el contenido del acumulador doble	STD	Bifurcación si está limpia el desborde	BVC
Almacenar el apuntador de pila	STS	Bifurcación si es menor que cero	BLT
Almacenar el registro de índice X	STX	Bifurcación si es mayor que o igual a cero	BGE
Almacenar el registro de índice Y	STY	Bifurcación si es menor que o igual a cero	BLE
Introducir en la pila los datos del acumulador A	PSHA	Bifurcación si es mayor que cero	BGT
Introducir en la pila los datos del acumulador B	PSHB	Bifurcación si es igual	BEQ
Introducir en la pila el contenido del registro de índice X	PSHX	Bifurcación si no es igual	BNE
Introducir en la pila el contenido del registro de índice Y	PSHY	Bifurcación si es mayor	BHI
<i>Lógica</i>		Bifurcación si es menor o igual	BLS
Aplicar el operador AND al contenido del acumulador A	ANDA	Bifurcación si es mayor o igual	BHS
Aplicar el operador AND al contenido del acumulador B	ANDB	Bifurcación si es menor	BLO
Aplicar el operador EXCLUSIVE-XOR al contenido del acumulador A	EORA	Bifurcación si el acarreo es 0	BCC
Aplicar el operador EXCLUSIVE-XOR al contenido del acumulador B	EORB	Bifurcación si el acarreo es 1	BCS
Aplicar el operador OR al contenido del acumulador A	ORAA	<i>Saltar y bifurcar</i>	
Aplicar el operador OR al contenido del acumulador B	ORAB	Saltar a la dirección	JMP
Reemplazar la memoria por su complemento a 1	COM	Saltar a la subrutina	JSR
Reemplazar el acumulador A por su complemento a 1	COMA	Regresar de la subrutina	RTS
Reemplazar el acumulador B por su complemento a 1	COMB	Bifurcar a la subrutina	BSR
<i>Aritmética</i>		Bifurcar siempre	BRA
Sumar el contenido del acumulador A al del acumulador B	ABA	Nunca bifurcar	BRN
Sumar el contenido del acumulador B al del registro de índice X	ABX	Establecer bits de bifurcación	BRSET
Sumar el contenido del acumulador B al del registro de índice Y	ABY	Limpiar bits de bifurcación	BRCLR
Sumar la memoria al acumulador A sin acarreo	ADDA	<i>Código de condición</i>	
Sumar la memoria al acumulador B sin acarreo	ADDDB	Limpiar acarreo	CLC
Sumar la memoria al acumulador doble sin acarreo	ADDD	Limpiar desborde	CLV
Sumar la memoria al acumulador A con acarreo	ADCA	Establecer acarreo	SEC
Sumar la memoria al acumulador B con acarreo	ADCDB	Establecer desborde	SEV
Ajuste decimal	DAA	Transferir un dato del acumulador A al registro de código de condición	TAP
Restar el contenido del acumulador B al contenido del acumulador A	SBA	Transferir un dato del registro de código de condición al acumulador A	TPA
Restar la memoria del acumulador A con acarreo	SBCA	<i>Diversos</i>	
Restar la memoria del acumulador B con acarreo	SBCB	No opera	NOP
		Detener procesamiento	STOP
		Modo de prueba especial	TEST

Nota: La cantidad de bits en un registro depende del procesador. En un microprocesador de 8 bits por lo general hay registros de 8 bits. Algunas veces es posible utilizar juntos dos de los registros de datos para duplicar la cantidad de bits. Dicha combinación se denomina como registro doble.

Intel 8051

Instrucción	Mnemónico	Instrucción	Mnemónico
<i>Transferencia de datos</i>			
Mover datos al acumulador	MOV A, #data	Salto si el bit directo no está puesto	JNB bit, rel
Mover el registro al acumulador	MOV A, Rn	Salto si el bit directo está puesto y borrarlo	JBC bit, rel
Mover el byte directo al acumulador	MOV A, direct	<i>Llamada a subrutina</i>	
Mover la RAM indirecta al acumulador	MOV A, @Ri	Llamada absoluta a subrutina	ACALL addr 11
Mover el acumulador al byte directo	MOV direct, A	Llamada larga a subrutina	LCALL addr 16
Mover el acumulador a la RAM externa	MOVX @Ri, A	Regreso de subrutina	RET
Mover el acumulador al registro	MOV Rn, A	Regreso de interrupción	RETI
Mover el byte directo a la RAM indirecta	MOV @Ri, direct	<i>Manipulación de bit</i>	
Mover el dato inmediato al registro	MOV Rn, #data	Borra el acarreo	CLR C
Mover el byte directo al byte directo	MOV direct, direct	Borra el bit	CLR bit
Mover la RAM indirecta al byte directo	MOV direct, @Ri	Fija el acarreo	SETB C
Mover el registro al byte directo	MOV direct, Rn	Fija el bit	SETB bit
Mover el dato inmediato al byte directo	MOV direct, #data	Completa el acarreo	CPL C
MMover el dato inmediato a la RAM indirecta	MOV @Ri, #data	Un bit AND al bit de acarreo	ANL C,bit
Cargar apuntador de datos con constante de 16 bits	MOV DPTR, #data16	Completo AND del bit al bit de acarreo	ANL C,/bit
Mover el código relativo al DPTR, al acumulador	MOV A, @A+DPTR	Un bit OR al bit de acarreo	ORL C,bit
Mover la RAM externa, dirección 16 bits, al acumulador	MOVX A, @DPTR	Completo OR del bit al bit de acarreo	ORL C,/bit
Mover el acumulador a la RAM externa, dirección 16 bits	MOVX @DPTR, A	Mueve un bit al acarreo	MOV C,bit
Intercambia byte directo con el acumulador	XCH A, direct	Mueve el acarreo a un bit	MOV bit,C
Intercambia la RAM indirecta con el acumulador	XCH A, @Ri	<i>Operaciones lógicas</i>	
Intercambia el registro con el acumulador	XCH A, Rn	Acumulador AND al byte directo	ANL direct, A
Empuja el byte directo a la pila	PUSH direct	Dato inmediato AND al byte directo	ANL direct, #data
Extrae el byte directo de la pila	POP direct	Dato inmediato AND al acumulador	ANL A, #data
<i>Bifurcación</i>		Byte directo AND al acumulador	ANL A, direct
Salto absoluto	AJMP addr 11	RAM indirecta AND al acumulador	ANL A, @Ri
Salto largo	LJMP addr 16	Registro AND al acumulador	ANL A, Rn
Salto corto, dirección relativa	SJMP rel	Acumulador OR al byte directo	ORL direct, A
Salto indirecto relacionado al DPTR	JMP @A+DPTR	Dato inmediato OR al byte directo	ORL direct, #data
Salto si el acumulador es cero	JZ rel	Dato inmediato OR al acumulador	ORL A, #data
Salto si el acumulador no es cero	JNZ rel	Byte directo OR al acumulador	ORL A, direct
Comparar el byte directo con el acumulador y salta si no son iguales	CJNE A, direct, rel	RAM indirecta OR al acumulador	ORL A, @Ri
Comparar el dato inmediato con el acumulador y salta si no son iguales	CJNE A, #data, rel	Registro OR al acumulador	ORL A, Rn
Comparar el dato inmediato con el registro y salta si no son iguales	CJNE Rn, #data, rel	Acumulador XOR al byte directo	XRL direct, A
Comparar el dato inmediato con el indirecto y salta si no son iguales	CJNE @Ri, #data, rel	Dato inmediato XOR al acumulador	XRL direct, #data
Decrementa el registro y salta si no cero	DJNZ Rn, rel	Dato inmediato XOR al acumulador	XRL A, #data
Decrementa el byte directo y salta si no cero	DJNZ A, direct, rel	Byte directo XOR al acumulador	XRL A, direct
Salto si el acarreo está puesto	JC rel	RAM indirecta XOR al acumulador	XRL A, @Ri
Salto si el acarreo no está puesto	JNC rel	Registro XOR al acumulador	XRL A, Rn
Salto si el bit directo está puesto	JB bit, rel	<i>Sumar</i>	
		Sumar datos inmediatos al acumulador	ADD A, #data
		Sumar byte directo al acumulador	ADD A, direct
		Sumar RAM indirecta al acumulador	ADD A, @Ri
		Sumar registro al acumulador	ADD A, Rn
		Sumar datos inmediatos al acumulador con acarreo	ADDC A, #data
		Sumar datos de byte directo al acumulador con acarreo	ADDC A, direct
		Sumar RAM indirecta al acumulador con acarreo	ADDC A, @Ri
		Sumar registro al acumulador con acarreo	ADDC A, Rn

(Continúa)

Instrucción	Mnemónico	Instrucción	Mnemónico
<i>Restar</i>			
Restar datos inmediatos del acumulador con préstamo	SUBB A, #data	Incrementa la RAM indirecta	INC @Ri
Restar byte directo del acumulador con préstamo	SUBB A, 29	Incrementa el registro	INC Rn
Restar RAM indirecta del acumulador con préstamo	SUBB A, @Ri	Decrementa el acumulador	DEC A
<i>Multiplicación y división</i>		Decrementa el byte directo	DEC direct
Multiplicar A por B	MUL AB	Decremento la RAM indirecta	DEC @Ri
Dividir A entre B	DIV AB	Decremento el registro	DEC Rn
<i>Operaciones matemáticas decimales</i>		Incrementa el apuntador de datos	INC DPTR
Intercambiar el dígito de orden bajo de la RAM indirecta con el acumulador	XCHD A, @Ri	<i>Operaciones de borrado y complemento</i>	
Cambia medio byte con el acumulador	SWAP A	Complementa el acumulador	CPL A
Ajuste decimal del acumulador	DA A	Borra el acumulador	CLR A
<i>Incrementar y decrementar</i>		<i>Operaciones de rotación</i>	
Incrementa el acumulador	INC A	Rota el acumulador a la derecha	RR A
Incrementa el byte directo	INC direct	Rota el acumulador a la derecha hasta C	RRCA
		Rota el acumulador a la izquierda	RL A
		Rota el acumulador a la izquierda hasta C	RLCA
		<i>No operación</i>	NOP

Nota: Un valor precedido por # es un número, #data16 es una constante de 16 bits; Rn se refiere a contenidos de un registro; @ Ri se refiere al valor en la memoria donde el registro apunta; DPTR es el apuntador de datos; direct es la ubicación de la memoria donde los datos utilizados en una instrucción se pueden encontrar.

PIC16Cxx

Instrucción	Mnemónico	Instrucción	Mnemónico
Sumar un número al número en el registro de trabajo	addlw number	Mueve (copia) el número en un registro de archivo al registro de trabajo	movf FileReg,w
Sumar el número en el registro de trabajo al número en el registro de archivo y guardarlos en el registro de archivo	addwf FileReg,f	Mueve (copia) un número en el registro de trabajo	movlw number
Sumar el número en el registro de trabajo al número en el registro de archivo y guardarlos en el registro de trabajo	addwf FileReg,w	Mueve (copia) el número en un registro de archivo al registro de trabajo	mowf FileReg
AND un número al número en el registro de trabajo y guardar el resultado en el registro de trabajo	andlw number	No operación	nop
AND un número en el registro de trabajo al número en el registro de archivo y guardar el resultado en el registro de archivo	andwf FileReg,f	Regresa de una subrutina y habilita el bit de habilitación de interrupción global	refie
Borra un bit en un registro de archivo: hacerlo 0	bcf FileReg,bit	Regresa de una subrutina con un número en el registro de trabajo	retlw number
Pon un bit en un registro de archivo: hacerlo 1	bsf FileReg,bit	Regresa de una subrutina	return
Prueba un bit en un registro de archivo y salta a la siguiente instrucción si el bit es 0	btfsc FileReg,bit	Rota los bits del registro de archivo a la izquierda hasta el bit de acarreo	rlf FileReg,f
Prueba un bit en un registro de archivo y salta a la siguiente instrucción si el bit es 1	btfss FileReg,bit	Rota los bits del registro de archivo a la derecha hasta el bit de acarreo	rff FileReg,f
Llama a una subrutina, después de la cual regresar a donde se partió	call AnySub	Manda el PIC a dormir, un modo de bajo consumo de potencia	sleep
Borrar: hacer 0 el número en el registro de archivo	cirf FileReg	Resta el número en el registro de trabajo de un número	sublw number
Borrar: hacer 0 el número en el registro de trabajo	clrw	Resta el número en el registro de trabajo del número en el registro de archivo, poner resultado en el registro de archivo	subwf FileReg,f
Borrar el número en el temporizador vigilante	clrwdt	Intercambia las dos mitades de un número de 8 bits en el registro de archivo, dejar el resultado en registro de archivo	swapf FileReg,f
Complementar el número en un registro de archivo y dejar el resultado en el registro de archivo	comf FileReg,f	Usar el número en el registro de trabajo especificar qué bits son entrada o salida	tris PORTX
Decrementar un registro de archivo, resultado en registro de archivo	decf FileReg,f	XOR un número con el número en el registro de trabajo	xorlf number
Decrementar un registro de archivo, si el resultado es cero saltar a la siguiente instrucción	decfsz FileReg,f	XOR el número en el registro de trabajo con el número en el registro de archivo y coloca el resultado en el registro de archivo	xorwf FileReg,f
Salta al punto del programa etiquetado	gotot label		
Incrementa un registro de archivo, resultado en registro de archivo	incf FileReg,f		
OR un número con el número en el registro de trabajo	iorlw number		
OR un número en el registro de trabajo con el número en un registro de archivo y guardar el resultado en el registro de archivo	iorwf FileReg,f		

Nota: f se usa para el registro de archivo, w para el registro de trabajo y b por bit. Los mnemónicos indican los tipos de operandos involucrados, por ejemplo: movlw indica la operación de mover con lw indicando un valor de literal, o sea, un número, en el registro de trabajo w; mowf indica una operación de mover donde el registro de trabajo y el de archivo están involucrados.



Apéndice E: Funciones en biblioteca de C

Las siguientes son algunas funciones comunes de bibliotecas en C. No es una lista completa de todas las funciones dentro de alguna biblioteca o una lista completa de todas las bibliotecas disponibles en el compilador.

<ctype.h>

isalnum int isalnum(int ch)	Hace la prueba por caracteres alfanuméricos, regresa valor diferente de cero si el argumento es una letra o un dígito o un cero si no es alfanumérico.
isalpha int isalpha(int ch)	Hace la prueba por caracteres alfabéticos, regresa diferente de cero si es una letra del alfabeto, de otra forma regresa a cero.
iscntrl int iscntrl(int ch)	Hace la prueba por carácter de control, regresa diferente de cero si está entre 0 y 0x1F o es igual a 0x7F (DEL), de otra forma cero.
isdigit int isdigit(int ch)	Prueba por un carácter de dígito decimal regresa diferente de cero si es un dígito (0 a 9), cero de otra manera.
isgraph int isgraph(int ch)	Prueba por un carácter imprimible (excepto espacio), regresa diferente de cero si es imprimible, cero de otra manera.
islower int islower(int ch)	Prueba por un carácter en minúscula, regresa diferente de cero si es minúscula, de otra forma cero.
isprint int isprint(int ch)	Prueba por un carácter imprimible (incluyendo espacio) regresa diferente de cero si es imprimible, de otra forma cero.
ispunct int ispunct(int ch)	Prueba por un carácter de puntuación, regresa diferente de cero si es un carácter de puntuación o cero en otro caso.
isspace int isspace(int ch)	Prueba por un carácter espacio, regresa diferente de cero si es un espacio, tabulador, forma de alimentación regreso de carro o carácter de nueva línea, de otra forma cero.
isupper int isupper(int ch)	Prueba por mayúsculas, regresa diferente de cero si es mayúscula, de otra forma cero.
isxdigit int isxdigit(int ch)	Prueba por un carácter hexadecimal, regresa diferente de cero si es hexadecimal, de otra forma cero.

<math.h>

acos double acos(double arg)	Regresa el arco coseno del argumento.
asin double asin(double arg)	Regresa el arco seno del argumento.
atan double atan(double arg)	Regresa el arco tangente del argumento. Requieren un argumento.

atan2	double atan2(double y, double x)	Regresa el arco tangente de y/x.
ceil	double ceil(double num)	Regresa el entero más pequeño que no es menor que num.
cos	double cos(double arg)	Regresa el coseno de arg. El valor de arg debe estar en radianes.
cosh	double cosh(double arg)	Regresa el coseno hiperbólico de arg.
exp	double exp(double arg)	Regresa e^x donde x es arg.
fabs	double fabs(double num)	Regresa el valor absoluto de num.
floor	double floor(double num)	Regresa el entero más grande no mayor que num.
fmod	double fmod(double x, double y)	Regresa el residuo en punto flotante de x/y.
ldexp	double ldexp(double x, int y)	Regresa x veces 2^y .
log	double log(double num)	Regresa el logaritmo natural de num.
log10	double log10(double num)	Regresa el logaritmo en base 10 de num.
pow	double pow(double base, double exp)	Regresa la base elevada a la potencia exp.
sin	double sin(double arg)	Regresa el seno de arg.
sinh	double sinh(double arg)	Regresa el seno hiperbólico de arg.
sqrt	double sqrt(double num)	Regresa la raíz cuadrada de num.
tan	double tan(double arg)	Regresa la tangente de arg.
tanh	double tanh(double arg)	Regresa la tangente hiperbólica de arg.

<stdio.h>

getchar	int getchar(void)	Regresa el siguiente carácter tecleado.
gets	char gets(char *str)	Lee los caracteres introducidos por el teclado hasta leer una vuelta de carro y los guarda en un arreglo apuntado por str.
printf	int printf(char *str, ...)	Imprime la cadena señalada por str.
puts	int puts(char *str)	Imprime la cadena señalada por str.
scanf	int scanf(char *str, ...)	Lee información hacia las variables señaladas por los argumentos siguientes a la cadena de control.

<stdlib.h>

abort	void abort(void)	Causa la terminación inmediata del programa.
abs	int abs(int num)	Regresa el valor absoluto del entero num.
bsearch	void bsearch(const void *key, const void *base, size_t num, size_t size, int(*compare)(const void *, const void *))	Realiza una búsqueda binaria en el arreglo señalado por base y regresa el apuntador al primer miembro que coincida con la llave apuntada por key. El número de elementos en el arreglo es especificado por num y el tamaño en bytes de cada elemento por size.

calloc	void *calloc(size_t num, size_t size)	Reserva memoria suficiente para un arreglo de objetos num de tamaño dado por size, regresando un apuntador al primer byte de la memoria reservada.
exit	void exit(int status)	Causa terminación normal inmediata de un programa. El valor del estatus se pasa al proceso llamado.
free	void free(void *ptr)	Libera la memoria reservada apuntada por ptr.
labs	long labs(long num)	Regresa el valor absoluto del entero largo num.
malloc	void *malloc(size_t size)	Regresa un apuntador al primer byte de memoria del tamaño dado por size que fue reservado.
qsort	void qsort(void *base, size_t num, size_t size, int(*compare)(const void*, const void*))	Acomoda el arreglo apuntado por base. El número de elementos en el arreglo está dado por num y el tamaño en bytes de cada elemento por size.
realloc	void *realloc(void *ptr, size_t size)	Cambia el tamaño de la memoria reservada apuntada por ptr a aquella especificada por size.

Nota: size_t es el tipo de variable 'size of' y usualmente representa el tamaño de otro parámetro u objeto.

<time.h>

asctime	char *asctime(const struct tm *ptr)	Convierte tiempo de una forma de estructura a una cadena de caracteres apropiados para ser desplegados, regresando un apuntador a la cadena.
clock	clock_t clock(void)	Regresa el número de ciclos de reloj que han transcurrido desde que el programa empezó su ejecución.
ctime	char *ctime(const time_t *time)	Regresa un apuntador a una cadena de la forma día mes fecha horas:minutos:segundos año\n\0 dando un apuntador al número de segundos transcurrido desde 00:00:00 Tiempo de Greenwich.
difftime	double difftime(time_t time 2, time_t time 1)	Regresa la diferencia en segundos entre el tiempo 1 y tiempo 2.
gmtime	struct tm *gmtime (const time_t *time)	Regresa un apuntador al tiempo convertido de forma long inter a forma de estructura.
localtime	struct tm *localtime (const time_t *time)	Regresa un puntero al tiempo convertido de forma long inter a una estructura en tiempo local. time.
time	time_t time(time_t *system)	Regresa el tiempo del calendario del sistema.

Nota: time_t y clock_t se utilizan como el tipo para variables 'time of' y 'number of cycles'.



Apéndice F: MATLAB Y SIMULINK

F.1

MATLAB

Un software de computación ayuda a calcular y modelar sistemas; un programa que a menudo se utiliza es MATLAB (marca registrada de Mathworks Inc.) versión 4.0 o posterior. Para información adicional consulte la guía del usuario u obras como *The MATLAB Handbook* de Eva Pärt-Enander, Anders Sjöberg, Bo Melin y Pernilla Isaksson (Addison-Wesley, 1996) y *Using MATLAB to Analyse and Design Control Systems*, segunda edición, de Naomi Ehrich Leonard y William S. Levine (Addison-Wesley, 1995).*

Los comandos se introducen escribiéndolos en seguida del indicador ($>$) y oprimiendo la tecla enter o return para ejecutar el comando. En la siguiente explicación de los comandos no se repetirá que se debe oprimir la tecla enter o return, se dará por supuesta en todos los casos. Para iniciar MATLAB en los sistemas Windows o Macintosh, haga clic en el ícono de MATLAB o escriba matlab. En la pantalla aparecerá el indicador de MATLAB, \gg . Para salir de MATLAB escriba quit o exit después del indicador. Puesto que MATLAB es un programa que distingue entre mayúsculas y minúsculas, para escribir los comandos debe utilizar letras minúsculas.

Al escribir help después del indicador, o seleccionar help de la barra del menú en la parte superior de la ventana de MATLAB, se despliega una lista de temas de ayuda. Para obtener ayuda sobre un tema en particular en la lista, por ejemplo, exponentes, escriba help exp. Si escribe lookfor y algún tema, indicará a MATLAB que busque información sobre dicho tema, por ejemplo, lookfor integ desplegará varios comandos que sirven para integrar.

Por lo general, las operaciones matemáticas se introducen en MATLAB de la misma forma como se escribirían en papel. Por ejemplo,

$\gg a = 4/2$

da como respuesta

a =

2

y

$\gg a = 3*2$

da como respuesta

a =

6

* N.T. Para consultar información de Matlab en castellano se recomienda la obra “Matlab con aplicaciones a la ingeniería, física y finanzas” de David Báez, de esta editorial.

Las operaciones se llevan a cabo en el siguiente orden: \wedge potenciación, $*$ multiplicación, $/$ división, $+$ suma, $-$ resta. El orden de precedencia de los operadores es de izquierda a derecha, pero los paréntesis $()$ se pueden utilizar para modificar el orden. Por ejemplo,

```
>> a = 1 + 2^3/4*5
```

da como respuesta

a =

11

porque se tiene $2^3/4$ multiplicado por 5 y sumado con 1, donde

```
>> a = 1 + 2^3/(4*5)
```

da como respuesta

a =

1.4

porque se tiene 2^3 dividido entre el producto de 4 por 5, y luego sumado a 1.

Las siguientes son algunas funciones matemáticas disponibles en MATLAB:

<code>abs(x)</code>	Da el valor absoluto de x , es decir, $ x $
<code>exp(x)</code>	Da la exponencial de x , es decir, e^x
<code>log(x)</code>	Da el logaritmo natural de x , es decir, $\ln x$
<code>log10(x)</code>	Da el logaritmo base 10 de x , es decir, $\log_{10}x = \log x$
<code>sqrt(x)</code>	Da la raíz cuadrada de x , es decir, \sqrt{x}
<code>sin(x)</code>	Da el sen x , donde x está en radianes
<code>cos(x)</code>	Da el cos x , donde x está en radianes
<code>tan(x)</code>	Da la tan x , donde x está en radianes
<code>asin(x)</code>	Da el arcosen x , es decir, $\sin^{-1} x$
<code>acos(x)</code>	Da el arccos x , es decir, $\cos^{-1} x$
<code>atan(x)</code>	Da el arctan x , es decir, $\tan^{-1} x$
<code>csc(x)</code>	Da $1/\sin x$
<code>sec(x)</code>	Da $1/\cos x$
<code>cot(x)</code>	Da $1/\tan x$

para introducir π se escribe pi.

En lugar de escribir una serie de comandos después del indicador, se puede preparar un archivo de texto y después ejecutarlos al hacer que MATLAB se refiera a ese archivo. El término archivo-M se utiliza en estos archivos de texto, dado que contienen comandos MATLAB consecutivos con el sufijo .m. Al escribir este tipo de archivos, la primera línea debe iniciar con la palabra function seguida por una declaración que identifique el nombre de la función (function name) y la entrada y la salida en la forma

```
function [salida] = function name [entrada]
```

Por ejemplo, `function y = cotan(x)` es el archivo utilizado para determinar el valor de y dado por $\cotan x$. Este archivo se puede invocar con una secuencia de comandos MATLAB al escribir el nombre seguido de la entrada, por ejemplo, `cotan(x)`. De hecho, ya está incluida en MATLAB y se utiliza cuando se necesita la cotangente de x . Sin embargo, el archivo podría estar escrito por el usuario. Una función que tiene varias entradas debe especificarlas todas en

el enunciado de la función. Por otra parte, cuando una función produce varios valores, será necesario especificar todas las salidas posibles.

Las líneas que inician con % son líneas de comentarios; MATLAB no las interpreta como comandos. Por ejemplo, suponga que se prepara un programa para calcular los valores de la raíz cuadrática media de una columna de datos, el programa se vería como

```
function y=rms(x)
% rms Raíz cuadrática media
% rms(x) da el valor de la raíz cuadrática media de los
% elementos del vector columna x.
xs=x.^2;
s=size(x);
y=sqrt(sum(xs)/s);
```

Se definió xs como el cuadrado de cada valor x. Con el comando s=size(x) se obtiene la magnitud, es decir, la cantidad de entradas en la columna de datos. El comando y=sqrt(sum(xs)/s(1)) obtiene la raíz cuadrada de la suma de todos los valores xs divididos entre s. El comando ; se coloca al final de cada línea del programa.

MATLAB ofrece una cantidad de cajas de herramientas que contienen colecciones de archivos-M. Es de particular relevancia para este libro es Toolbox Control System, que permite obtener respuestas en tiempo de un sistema que tiene entradas tipo impulso, escalón, rampa, etc., junto con el análisis de Bode, Nyquist, lugar geométrico de las raíces, etc. Por ejemplo, para llevar a cabo un diagrama de Bode de un sistema descrito por una función de transferencia $4/(s^2 + 2s + 3)$, el programa es

```
%Genera diagrama de Bode para G(s)=4/(s^2 + 2s + 3)
num=4
den=[1 2 3];
bode(num,den)
```

El comando bode (num,den) produce el diagrama de Bode de ganancia en dB contra la frecuencia en rad/s en una escala logarítmica y fase en grados contra la frecuencia en rad/s en una escala logarítmica.

F.1.1 Graficación

Para producir gráficas lineales de dos dimensiones se utiliza el comando plot(x,y), el cual permite graficar los valores de x y y . Por ejemplo,

```
x=[0 1 2 3 4 5];
y=[0 1 4 9 16 25];
plot(x,y)
```

Para graficar una función, ya sea estándar o definida por el usuario, se utiliza el comando fplot(function name,lim), donde lim define el intervalo de graficación, es decir, los valores mínimo y máximo de x .

El comando semilogx(x,y) genera una gráfica de los valores de x y y utilizando una escala logarítmica para x y una escala lineal para y . El comando semilogy(x,y) genera una gráfica de los valores de x y y utilizando una escala lineal para x y una escala logarítmica para y . El comando loglog(x,y) genera una gráfica de los valores de x y y mediante escalas logarítmicas para ambas. El comando polar(theta,r) produce una gráfica en coordenadas polares, donde theta es el argumento en radianes y r la magnitud.

El comando subplot permite dividir la ventana de gráficas y colocar las gráficas en cada subdivisión. Por ejemplo,

```
x=(0 1 2 3 4 5 6 7);
y=exp(x);
subplot(2,1,1);plot(x,y);
subplot(2,1,2);semilogy(x,y);
```

En el comando subplot(m,n,p), los dígitos m y n indican que la ventana de gráficas se dividirá en una cuadrícula o malla de $m \times n$ de ventanas más pequeñas, donde m es el número de renglones, n es el número de columnas y el dígito p especifica la ventana que se utilizará para la gráfica. Las subventanas se numeran por renglón, de izquierda a derecha y de arriba hacia abajo. Así, la secuencia de comandos anterior divide la ventana en dos, con una gráfica arriba de la otra; la gráfica de arriba es una gráfica lineal y la de abajo es una gráfica semilogarítmica.

Se pueden seleccionar el número y tipo de líneas de la cuadrícula, el color de la gráfica y la inclusión de texto en una gráfica. El comando print se utiliza para imprimir una copia de una gráfica ya sea en un archivo o en una impresora. Esto se puede hacer al seleccionar el archivo en la barra de menú en la ventana y luego seleccionar la opción print.

F.1.2 Funciones de transferencia

Las siguientes líneas de un programa MATLAB ilustran cómo especificar una función de transferencia y mostrarla en la pantalla:

```
%G(s)=4(s+10)/(s+5)(s+15)
num=*[1 10];
den = conv ([1 5], [1 15]);
printsys(num,den,'s')
```

El comando num se utiliza para indicar el numerador de la función de transferencia en potencias decrecientes de s . El comando den se utiliza para indicar el denominador en potencias decrecientes de s para cada uno de los dos polinomios del denominador. El comando conv multiplica dos polinomios, en este caso son $(s + 5)$ y $(s + 15)$. El comando printsys despliega la función de transferencia en la pantalla, con numerador y denominador especificados y escritos en el dominio de s .

Algunas veces la función de transferencia se presenta como el cociente de dos polinomios y es necesario determinar los polos y ceros. Para esto se puede utilizar

```
% Encontrar los polos y ceros de la función de transferencia
% G(s)=(5s^2 + 3s + 4)/(s^3 + 2s^2 + 4s + 7)
num=[5 3 4];
den=[1 2 4 7];
[z,p,k]=tf2zp(num,den)
```

$[z,p,k]=tf2zp(num,den)$ es el comando para determinar y desplegar los ceros (z), los polos (p) y la ganancia (k) de la función de transferencia introducida.

MATLAB se puede utilizar para obtener gráficas que muestren la respuesta de un sistema para diferentes entradas. Por ejemplo, con el siguiente programa se obtiene la respuesta del sistema a una entrada tipo escalón unitario, $u(t)$, que tiene una función de transferencia especificada:

```
% Despliegue la respuesta a una entrada de escalón para un sistema con
% función de transferencia G(s)=5/(s^2 + 3s + 12)
```

```
num=5;
den=[1 3 12];
step(num,den)
```

F.1.3 Diagramas de bloques

A menudo los sistemas de control se representan como una serie de bloques interconectados, cada bloque con una característica específica. MATLAB permite que se construyan sistemas en bloques interconectados. Los comandos que se utilizan son `loop` cuando un bloque con una función de transferencia en lazo abierto tiene realimentación unitaria. Si la realimentación no es unitaria, se utiliza el comando `feedback`. Por ejemplo, a la Figura F.1 le corresponde el programa:

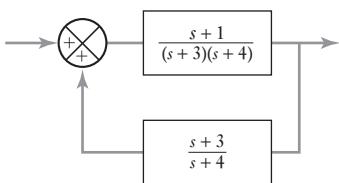


Figura F.1 Diagrama de bloques.

```
% Sistema con lazo de realimentación
ngo=[1 1];
dgo=conv([1 3],[1 4]);
nh=[1 3];
dh=[1 4];
[ngc2,dgc2]=feedback(ngo,dgo,nh,dh)
printsys(ngc2,dgc2,'s')
```

`ngo` y `dgo` indican el numerador y denominador de una función de transferencia de lazo abierto $G_0(s)$, `nh` y `dh` son el numerador y denominador respectivamente de la función de transferencia del lazo de realimentación $H(s)$. El programa da como resultado un despliegue de la función de transferencia del sistema completo.

El comando `series` indica que dos bloques están en serie en una trayectoria en particular; el comando `parallel` indica que dichos bloques están en paralelo.

F.2

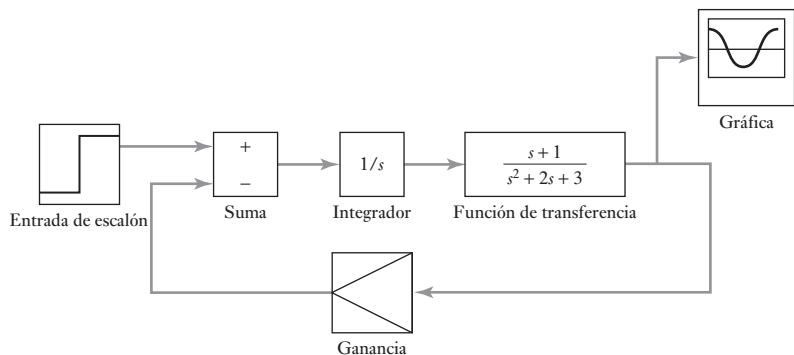
SIMULINK

SIMULINK se utiliza con MATLAB para especificar sistemas mediante cajas o bloques de ‘conexión’ en pantalla en lugar de, como lo anterior, mediante la escritura de una serie de comandos para generar la descripción del diagrama de bloques. Una vez iniciado MATLAB, con el comando `>> simulink` se ejecuta SIMULINK, lo que abre la ventana de control SIMULINK con sus iconos y menús desplegables en su barra superior. Haga clic en File, luego en New en el menú desplegable, esto abre una ventana en la cual se puede ensamblar un sistema.

Para iniciar el ensamblaje de los bloques requeridos, regrese a la ventana de control y haga doble clic en el ícono linear. Haga clic y arrastre el ícono transfer Fcn hacia la nueva ventana aún sin título. Si requiere un bloque para la ganancia, haga clic y arrastre el ícono gain hacia la ventana sin título. Haga esto mismo con el ícono sum y quizás también con el ícono integrator. De esta manera, arrastre todos los íconos requeridos dentro de la ventana sin título. Luego haga doble clic en el ícono Sources y elija la fuente apropiada del menú desplegable, por ejemplo, la entrada step, y arrástrela a la ventana sin título. Ahora haga doble clic en el ícono sinks (descarga o exhibición) y arrastre el ícono Graph hacia la ventana sin título. Para conectar los íconos, oprima el botón del ratón mientras la flecha del ratón está en el símbolo de salida de un ícono y arrástrela hasta el símbolo de entrada del ícono que se desea conectar. Repita lo anterior con todos los íconos hasta terminar de armar todo el diagrama de bloques.

Para asignar a la caja de transfer Fcn una función de transferencia, haga doble clic en la caja y aparecerá un cuadro de diálogo en la que puede introdu-

Figura F.2 Ejemplo del uso de SIMULINK.



cir comandos MATLAB para numerador y denominador. Si requiere $(s + 1)$, haga clic en el numerador y escriba [1 1]. Haga clic en el denominador y si requiere $(s^2 + 2s + 3)$ escriba [1 2 3], luego haga clic en el ícono Done. Haga doble clic en el ícono Gain y escriba el valor de la ganancia. Haga doble clic en el ícono Sum y ponga los signos + o - dependiendo si se requiere realimentación positiva o negativa. Haga doble clic en el ícono Graph y defina los parámetros de la gráfica. Ahora ya tiene todo el diagrama de la simulación en la pantalla. En la Figura F.2 se muestra la forma que puede tomar. Para eliminar cualquier bloque o conexión, selecciónelos haciendo clic y luego presione la tecla .

Para simular el comportamiento del sistema, haga clic en Simulation para desplegar su menú. Seleccione Parameters y defina los momentos de inicio y término para la simulación. En el menú Simulation seleccione Start. SIMULINK entonces creará una ventana para graficar y desplegará la salida correspondiente del sistema. Para guardar el archivo seleccione File y haga clic en SAVE AS en el menú desplegable. Escriba el nombre del archivo en el cuadro de diálogo y haga clic en Done.

Apéndice G: Análisis de circuitos eléctricos

G.1

D.C. circuits

En el análisis de circuitos se aplican las leyes básicas comprendidas en las leyes de Kirchhoff.

- 1 La ley de Kirchhoff de la corriente establece que en cualquier nodo en un circuito eléctrico, la corriente que entra es igual a la corriente que sale de él.
- 2 La ley de Kirchhoff del voltaje establece que en torno a un circuito cerrado o malla, la suma de voltaje que fluye por todos los componentes es igual a la suma de los voltajes aplicados.

Aun cuando circuitos que contengan combinaciones de resistores conectados en serie y en paralelo, suelen verse reducidos a un circuito sencillo al determinar sistemáticamente la resistencia equivalente de los resistores y los reductores conectados en serie o en paralelo y al reducir el problema del análisis a un circuito muy sencillo, podrían requerirse las técnicas siguientes cuando se traten circuitos más complejos.

G.1.1 Análisis de nodos

Un **nodo** es un punto en un circuito donde se unen dos o más dispositivos; es decir, es aquella conjunción en la cual se tiene una corriente que entra y una corriente que sale. Un **nodo principal** es un punto donde se conectan entre sí tres o más elementos. Precisamente, en la Figura G.1, b) y d) son los nodos principales. Se elige uno de los nodos principales para que sea un nodo de referencia de modo que las diferencias de potencia en los demás nodos se consideren en referencia con dicho nodo. Para el análisis siguiente en que se aplica la Figura G.1, se ha tomado d como el nodo de referencia. Entonces se aplica la ley de Kirchhoff de la corriente a cada nodo no referente. El procedimiento es el siguiente.

- 1 Se traza un diagrama de circuito con etiquetas y se marcan en él los nodos principales.
- 2 Se selecciona uno de los nodos principales como un nodo de referencia.
- 3 Se aplica la ley de Kirchhoff de la corriente a cada uno de los nodos no referentes, aplicando la ley de Ohm para expresar las corrientes que pasan a través de los resistores respecto a los voltajes de nodos.
- 4 Se resuelven las ecuaciones simultáneas resultantes. Si hay n nodos principales habrá ecuaciones ($n - 1$).
- 5 Se utilizan los valores derivados de los voltajes de los nodos para determinar las corrientes en cada bifurcación del circuito.

Como muestra, considere la Figura G.1. Los nodos son a, b, c y d con b y d como nodos principales. Tomo el nodo d como el nodo de referencia.

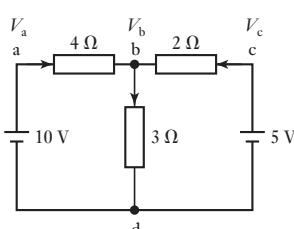


Figura G.1 Circuito para análisis de nodos.

Si V_a , V_b y V_c son los voltajes de nodo relativos al nodo d, entonces la d.p. a través del resistor de $4\ \Omega$ es $(V_a - V_b)$, que es V_b a través del resistor de $3\ \Omega$ y que al pasar por el resistor de $2\ \Omega$ es $(V_c - V_b)$. De este modo, la corriente a través del resistor de $4\ \Omega$ es $(V_a - V_b)/4$, la que pasa por el resistor de $3\ \Omega$ resistor es $V_b/3$ es $V_b/3$, y la que pasa por el resistor de $2\ \Omega$ es $(V_c - V_b)/2$. Por tanto, al aplicar la ley de Kirchhoff de la corriente al nodo b resulta:

$$\frac{V_a - V_b}{4} + \frac{V_c - V_b}{2} = \frac{V_b}{3}$$

Sin embargo, $V_a = 10\text{ V}$ y $V_c = 5\text{ V}$ y por tanto:

$$\frac{10 - V_b}{4} + \frac{5 - V_b}{2} = \frac{V_b}{3}$$

De este modo $V_b = 4.62\text{ V}$. La d.p. a través del resistor de $4\ \Omega$ es entonces $10 - 4.62 = 5.38\text{ V}$ y por eso la corriente que pasa a través de él es $5.38/4 = 1.35\text{ A}$. La d.p. a través del resistor de $3\ \Omega$ es 4.62 V y así la corriente a través de él es $4.62/3 = 1.54\text{ A}$. La d.p. a través del resistor de $2\ \Omega$ es $5 - 4.62 = 0.38\text{ V}$ y así la corriente a través de él es de $0.38/2 = 0.19\text{ A}$.

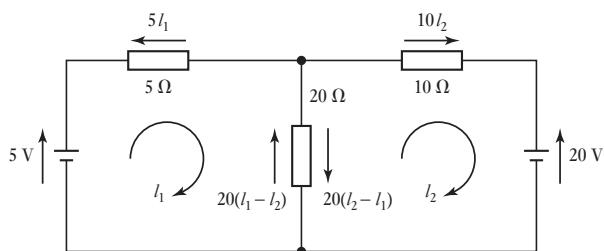
G.1.2 Análisis de mallas

El término **ciclo** se aplica a una secuencia de elementos de circuito que conforma una ruta cerrada. Una **malla** es un ciclo de circuitos el cual no contiene ningún otro ciclo en su conjunto. El análisis de mallas implica la definición de una corriente que circula alrededor de cada malla. Se debe escoger la misma dirección para cada corriente de malla y la convención usual es hacer que todas las corrientes de malla circulen en el sentido de las manecillas del reloj. Una vez especificadas las corrientes de malla, se aplica la ley de Kirchhoff del voltaje a cada malla. Éste es el procedimiento.

- 1 Se etiqueta cada una de las mallas con corrientes de malla en sentido de las manecillas del reloj.
- 2 Se aplica la ley de Kirchhoff del voltaje a cada malla, se dan las diferencias de potencia a través de cada resistor de la ley de Ohm respecto de las corrientes que fluirán a través de ellas y en la dirección opuesta a la corriente. La corriente a través de un resistor que bordea precisamente una malla es la corriente de malla; la corriente que pasa por un resistor que bordea dos mallas es la suma algebraica de las corrientes de malla a través de las dos mallas.
- 3 Se resuelven las ecuaciones simultáneas resultantes para obtener las corrientes de malla. Si hay n mallas habrá n ecuaciones.
- 4 Utilice los resultados para las corrientes de malla para determinar las corrientes en cada bifurcación del circuito.

Como ejemplo, para el circuito que se muestra en la Figura G.2 hay tres ciclos, ABCF, CDEF y ABCDEF, pero sólo los dos primeros son mallas. En estas mallas se pueden definir las corrientes I_1 e I_2 como que circulan en la misma dirección que las manecillas del reloj.

Figura G.2 Circuito que ilustra el análisis de mallas.



Para la malla 1, aplicando la ley de Kirchhoff del voltaje resulta $5 - 5I_1 - 20(I_1 - I_2) = 0$. Lo cual se puede reescribir como:

$$5 = 25I_1 - 20I_2$$

Para la malla 2, aplicando la ley de Kirchhoff del voltaje resulta $-10I_1 - 20(I_2 - I_1) = 0$. Lo cual se puede reescribir como:

$$20 = 20I_1 - 30I_2$$

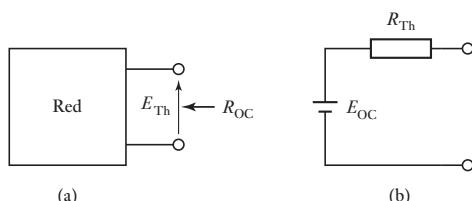
Ahora tenemos un par de ecuaciones simultáneas y por tanto $I_2 = -1.14$ A e $I_1 = -0.71$ A. El signo de resta indica que las corrientes están en direcciones opuestas a las que se indica en la Figura. De modo que la corriente a través del resistor de 20Ω está en la dirección de I_1 y $-0.71 + 1.14 = 0.43$ A.

G.1.3 El teorema de Thévenin

El circuito equivalente para cualquier red de dos terminales que contenga una fuente de voltaje o de corriente lo proporciona el **teorema de Thévenin**:

Toda red de dos terminales (Figura G.3a)) que contenga fuentes de voltaje o de corriente puede ser reemplazado por un circuito equivalente que contenga un voltaje igual al voltaje del circuito abierto del circuito original en serie con la resistencia medida entre las terminales cuando no hay carga conectada entre ellos y todas las fuentes independientes en la red están establecidas en igual a cero (Figura G.3b)).

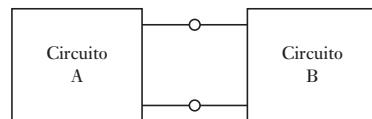
Figura G.3 a) La red, b) su equivalente.



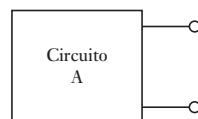
Si tenemos un circuito lineal para utilizar el teorema de Thévenin hay que dividirlo en dos circuitos, A y B, conectados a un par de terminales. Así ya se puede aplicar el teorema de Thévenin para reemplazar, digamos, el circuito A por su circuito equivalente. El circuito abierto de voltaje de Thévenin para el circuito A es el que resulta cuando el circuito B está desconectado y la resistencia de Thévenin para A es el análisis de resistencia en las terminales de A con todas sus fuentes independientes establecidas igual a cero. La Figura G.4 ilustra esta secuencia de pasos.

Figura G.4 Método paso por paso para el análisis de circuitos.

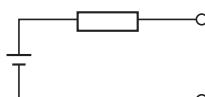
- Identificar las dos partes A y B del circuito y separarlas por terminales.



- Separar la parte A de la B.



- Reemplazar A por su equivalente de Thévenin, es decir una fuente de voltaje con una resistencia en serie.



- Reconectar el circuito B y efectuar el análisis.

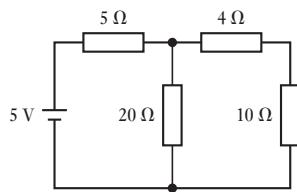
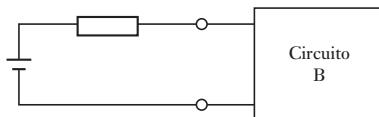


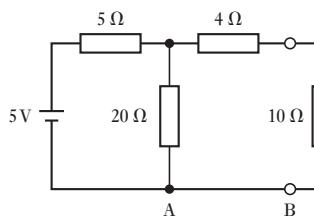
Figura G.5 Circuito de ejemplo que ilustra cómo se aplica el teorema de Thévenin.

A guisa de ejemplo, considere aplicar el teorema de Thévenin para determinar la corriente a través del resistor de $10\ \Omega$ en el circuito dado en la Figura G.5.

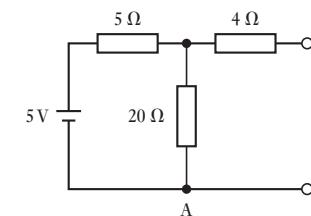
Dado que el mayor interés está en la corriente a través del resistor de $10\ \Omega$ lo identificamos como la red B y el resto del circuito como la red A, conectándolas por terminales (Figura G.6a)). Luego hay que separar A de B (Figura G.6b)) y determinar su equivalente de Thévenin.

El voltaje del circuito abierto es el que cruza el resistor de $20\ \Omega$ es decir, la fracción del voltaje total que pasa por el resistor de $20\ \Omega$:

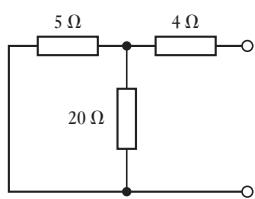
$$E_{Th} = 5 \frac{20}{20 + 5} = 4\text{ V}$$



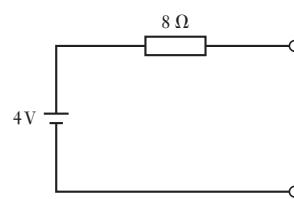
(a)



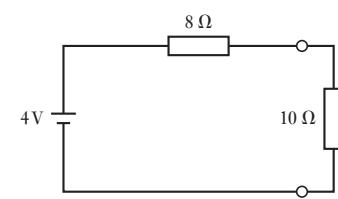
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura G.6 El análisis de Thévenin: a) toma de los puntos de terminal; b) separación de los elementos del circuito; c) análisis de resistencia en las terminales; d) circuitos equivalentes, y e) el circuito completo.

El análisis de resistencia en las terminales cuando la fuente de voltaje es igual a cero es que el resistor en serie de 4Ω con un arreglo en paralelo de 5Ω y 20Ω (según la Figura G.6c)) es:

$$R_{Th} = 4 + \frac{20 \times 5}{20 + 5} = 8\Omega$$

Por tanto el circuito equivalente de Thévenin es como se muestra en la Figura G.6d), y cuando la red B se conecta a él tenemos el circuito que se muestra en la Figura G.6e). De donde la corriente a través del resistor de 10Ω es $I_{10} = 4/(8 + 10) = 0.22\text{ A}$.

G.1.4 El teorema de Norton

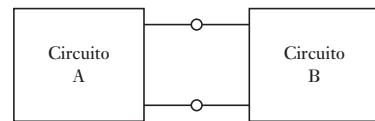
De igual manera que con el teorema de Thévenin, podemos tener un circuito equivalente en cualquier red de dos terminales que cuente con fuentes de voltaje o de corriente, y ese es el **teorema de Norton**:

Cualquier red de dos terminales que contenga fuentes de voltaje o de corriente puede ser reemplazada por una red equivalente que conste de una fuente de corriente, igual a la corriente entre las terminales cuando están en cortocircuito, en paralelo con la resistencia medida entre las terminales cuando no hay una carga entre ellas y cuando todas las fuentes independientes en la red están establecidas igual a cero.

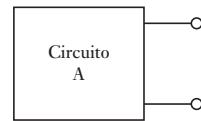
Si tenemos un circuito lineal habrá que dividirlo en dos circuitos, el A y el B, conectados en un par de terminales (Figura G.7). Entonces se puede utilizar ya el teorema de Norton para reemplazar, digamos, el circuito A por su circuito equivalente. La corriente del cortocircuito de Norton para el circuito A es la que se da cuando el circuito B está desconectado y la resistencia de Norton para el circuito A es el análisis de la resistencia en las terminales de A con todas sus fuentes independientes establecidas igual a cero.

Figura G.7 Método paso por paso para el análisis de circuitos aplicando el teorema de Norton.

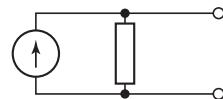
- Identificar las dos partes A y B del circuito y separar por terminales.



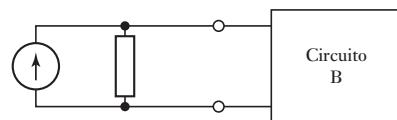
- Separar A de B.



- Reemplazar A por su equivalente de Norton.



- Reconectar el circuito B y efectuar el análisis.



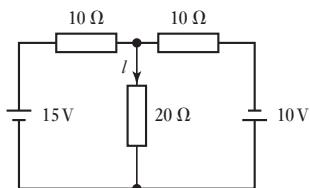


Figura G.8 Circuito de análisis aplicando el teorema de Norton.

Como ejemplo de la aplicación del teorema de Norton, considere la determinación de la corriente I a través del resistor de 20Ω en la Figura G.8.

El circuito se puede trazar de nuevo en la forma que se muestra en la Figura G.9a) como dos redes A y B conectadas y la red B elegida para que sea el resistor de 20Ω a través del cual se requiere que fluya la corriente. Luego se determina el circuito equivalente de Norton para la red A (Figura G.9b)). Al poner las terminales de la red A en cortocircuito se da el circuito que se muestra en la Figura G.9c). La corriente del cortocircuito será la suma, teniendo en cuenta las direcciones, de las corrientes a partir de las dos bifurcaciones de los circuitos que contengan fuentes de voltaje, es decir, $I_{sc} = I_1 - I_2$. La corriente $I_1 = 15/10 = 1.5\text{ A}$, dado que la otra parte de la red está en cortocircuito, e $I_2 = 10/10 = 1.0\text{ A}$. Por tanto $I_{sc} = 0.5\text{ A}$. La resistencia de Norton está dada por la que cruza las terminales cuando todas las fuentes están establecidas en cero (Figura G.9d)). En consecuencia:

$$R_N = \frac{10 \times 10}{10 + 10} = 5\Omega$$

Por tanto el circuito equivalente de Norton es el que se muestra en la Figura G.9e). De donde resulta que cuando lo ponemos con la red B (Figura G.9f)), obtenemos la corriente I . La d.p. que cruza los resistores es $0.5 \times R_{total}$ y por consiguiente la corriente I es esta d.p. dividida entre 20 . Así:

$$I = 0.5 \times \frac{5}{5 + 20} = 0.1\text{ A}$$

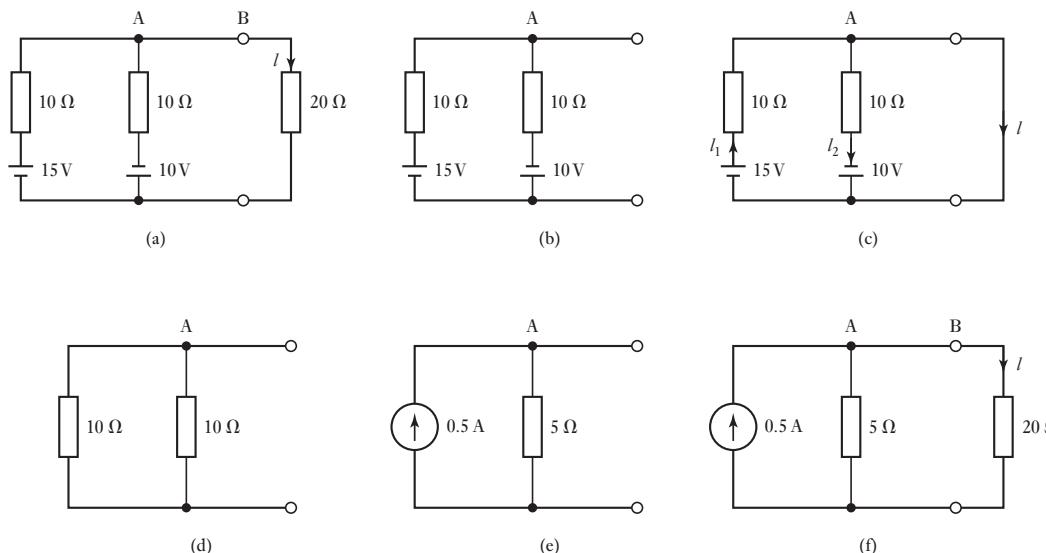


Figura G.9 Análisis de Norton: a) nuevo trazo del circuito; b) red A; c) terminales en cortocircuito; d) fuentes establecidas en cero; e) equivalente de Norton, y f) las partes de los circuitos, combinadas.

G.2

Circuitos de CA

Se puede generar una forma de onda senoidal si se gira una línea de radio OA a una velocidad angular ω constante (Figura G.10a)), variando la proyección vertical de la línea AB con el tiempo de manera senoidal. El ángulo θ de la

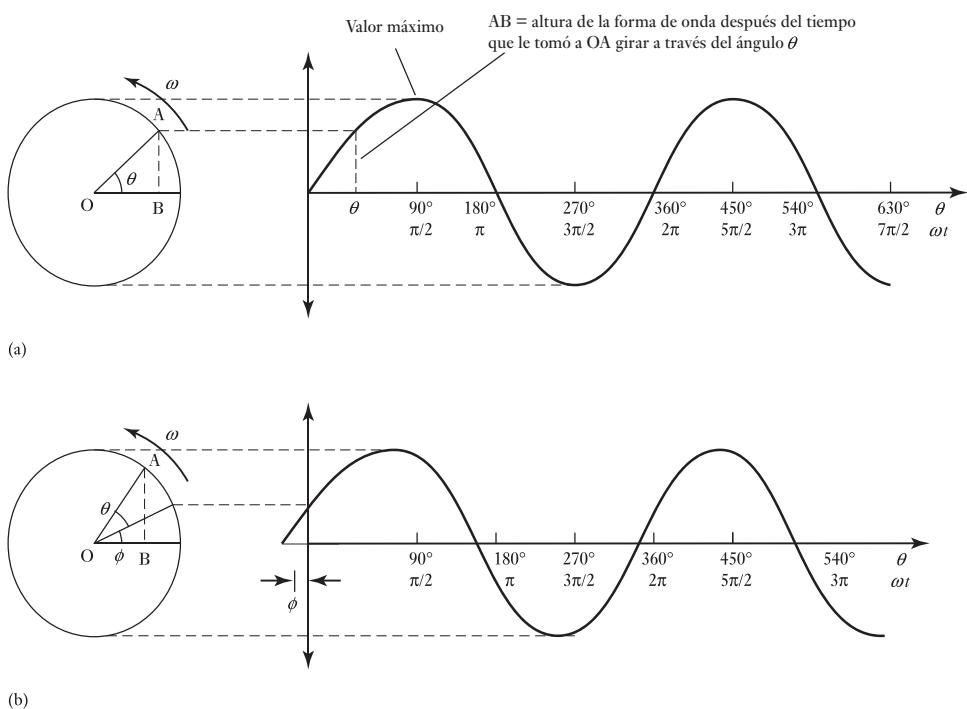


Figura G.10 Generación de ondas senoidales: a) valor cero en el tiempo $t = 0$, (b) un valor inicial en $t = 0$.

Línea Ab en un tiempo t es ωt . La frecuencia f de rotación es $1/T$, donde T es el tiempo que toma dar un giro (rotación) completo, y por tanto $\omega = 2\pi f$. En la Figura G.10a) la línea OA que gira se muestra como si comenzara desde una posición horizontal en tiempo $t = 0$. La Figura 10b) muestra que la línea OA en $t = 0$ ya está en algún ángulo ϕ . Como la línea AO gira con una velocidad angular ω , entonces en un tiempo t el ángulo barrió su ωt y por tanto en el tiempo t el ángulo con respecto a la horizontal es $\omega t + \phi$. Las corrientes alternas y voltajes senoidales se pueden describir por dichas líneas que rotan y de las que salen las ecuaciones $i = I_m \operatorname{sen} \omega t$ y $v = V_m \operatorname{sen} \omega t$ para voltajes con valores cero en el tiempo $t = 0$ y para los que arrancan en algún ángulo inicial ϕ por $i = I_m \operatorname{sen} (\omega t + \phi)$ y $v = V_m \operatorname{sen} (\omega t + \phi)$. Los símbolos en minúscula se utilizan para los términos de corriente y voltaje que se modifican con el tiempo; las mayúsculas se reservan para términos invariables.

Con circuitos de corriente alterna surge la necesidad de considerar la relación entre una corriente alterna que fluye a través de un componente y el voltaje alterno que lo atraviesa. Si tomamos la corriente alterna como la referencia para un circuito en serie y la consideramos para que se represente con $i = I_m \operatorname{sen} \omega t$, entonces el voltaje se puede representar como $v = V_m \operatorname{sen} (\omega t + \phi)$. Se dice que hay una **diferencia de fase de ϕ** entre la corriente y el voltaje. Si ϕ tiene un valor positivo entonces se dice que el voltaje está **conduciendo** la corriente (como en la Figura G.10 si a) representa la corriente y b) el voltaje); pero si el valor es negativo, entonces se dice que el voltaje está **retardando** la corriente.

Se puede describir una corriente alterna senoidal con sólo especificar la línea que gira con respecto a su longitud y su ángulo inicial en relación con una

línea horizontal de referencia. Para este tipo de líneas se utiliza el término **fasor**, abreviatura del concepto vector de fase. La longitud del fasor puede representar el valor máximo de la forma de onda senoidal o valor del cuadrado de la raíz media (r.m.s), puesto que el valor máximo es proporcional al valor del rms. Como las corrientes y los voltajes en el mismo circuito tendrán la misma frecuencia, los fasores que los representen girarán con la misma velocidad angular y mantendrán los mismos ángulos de fase entre ellos todas las veces, no debemos preocuparnos de trazar los efectos de su rotación sino sólo de trazar los diagramas de fasores proporcionando las posiciones angulares relativas de los fasores y pasar por alto sus rotaciones.

Lo siguiente resume los principales puntos de los fasores:

- 1 Un fasor tiene una longitud que es directamente proporcional al valor máximo de la cantidad senoidal alterna o, porque el valor máximo es proporcional al valor del r.m.s., una longitud proporcional al valor del r.m.s.
- 2 Los fasores se toman para que giren en sentido contrario al de las manecillas del reloj y tienen una cabeza de flecha al final de la cual giran.
- 3 El ángulo entre dos fasores muestra el ángulo de fase entre sus formas de onda. El fasor que está en un ángulo mayor que el sentido contrario al de las manecillas del reloj se dice que va hacia adelante, en tanto que el ángulo menor contrario al de las manecillas del reloj se dice que se retrasa.
- 4 La línea horizontal e toma como el eje de referencia y a uno de los fasores se le da esa dirección; los demás tienen sus ángulos de fase proporcionados en relación con este eje de referencia.

G.2.1 Resistencia, inductancia y capacitancia en circuitos de a.c.

Considere una corriente senoidal $i = I_m \operatorname{sen} \omega t$ que pasa a través de una **resistencia pura**. Una resistencia pura es aquella que sólo tiene resistencia pero no inductancia ni capacitancia. Desde el momento en que se supone que hay que aplicar la ley de Ohm, el voltaje v que cruza por la resistencia debe ser $v = Ri$ y por tanto $v = RI_m \operatorname{sen} \omega t$. De este modo, la corriente y el voltaje están en fase. El voltaje máximo se dará cuando $\operatorname{sen} \omega t = 1$ y por consiguiente $V_m = RI_m$.

Ahora considere una corriente senoidal $i = I_m \operatorname{sen} \omega t$ que pasa a través de unas **inductancia pura**. Una inductancia pura es aquella que sólo tiene inductancia pero no resistencia ni capacitancia. Con una inductancia, una corriente cambiante produce una fuerza contraelectromotriz $L \frac{di}{dt}$, donde L es la inductancia. La fuerza electromotriz aplicada debe sobreponerse a esta fuerza contraelectromotriz para que haya un flujo de corriente. Por tanto el voltaje v que pasa a través de la inductancia es $L \frac{di}{dt}$ y por consiguiente

$$v = L \frac{di}{dt} = L \frac{d}{dt} (I_m \operatorname{sen} \omega t) = \omega L I_m \cos \omega t$$

Dado que $\cos \omega t = \operatorname{sen} (\omega t + 90^\circ)$, la corriente y el voltaje están desfasados y el voltaje está conduciendo la corriente a 90° . El voltaje máximo se presenta cuando $\cos \omega t = 1$ y por tanto tenemos que $V_m = \omega L I_m$. A la fórmula V_m/I_m se le denomina **reactancia inductiva** X_L . Entonces $X_L = V_m/I_m = \omega L$. Puesto que $\omega = 2\pi f$ entonces $X_L = 2\pi f L$ y por lo tanto la reactancia es proporcional a la frecuencia f . A mayor frecuencia, mayor oposición a la corriente.

Considere un circuito que sólo tiene **capacitancia pura** con un voltaje senoidal $v = V_m \operatorname{sen} \omega t$ que se ha de aplicar a través de él. Una capacitancia pura es aquella que sólo tiene capacitancia pero no resistencia ni inductancia. La

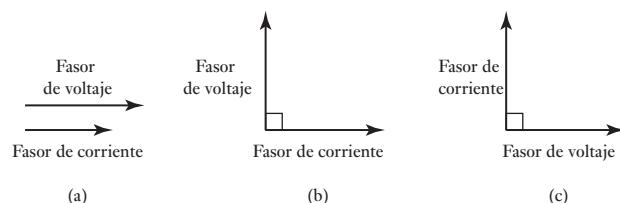
carga q sobre las placas de un capacitor está en relación con el voltaje v por $q = Cv$. Entonces, puesto que la corriente es la relación del movimiento de la carga dq/dt , tenemos que i = velocidad del cambio de q = velocidad de cambio de $(Cv) = C \times (\text{velocidad de cambio de } v)$, es decir $i = C dv/dt$.

$$i = L \frac{dq}{dt} = \frac{d}{dt} (Cv) = C \frac{d}{dt} (V_m \sin \omega t) = \omega C V_m \cos \omega t$$

Como $\cos \omega t = \sin(\omega t + 90^\circ)$, la corriente y el voltaje están desfasados, la corriente está conduciendo el voltaje a 90° . La corriente máxima se presenta cuando $\cos \omega t = 1$ y por tanto $I_m = \omega C V_m$. A la fórmula V_m/I_m se le denomina **reactancia capacitiva** X_C . Por tanto $X_C = V_m/I_m = 1/\omega C$. La reactancia tiene la unidad de ohms y es una medida de la oposición a la corriente. Cuanto mayor sea la reactancia mayor debe ser el voltaje que la corriente debe conducir a través de ella. Dado que $\omega = 2\pi f$, la reactancia es inversamente proporcional a la frecuencia f y por tanto cuanto mayor sea la frecuencia, menor será la oposición a la corriente. Con c.d., es decir, frecuencia cero, la reactancia es infinita y en consecuencia la corriente no fluye.

En resumen, la Figura G.11 muestra los fasores de voltaje y corriente para a) resistencia pura, b) inductancia pura, y c) capacitancia pura.

Figura G.11 Fasores con a) resistencia pura; b) inductancia pura, y c) capacitancia pura.

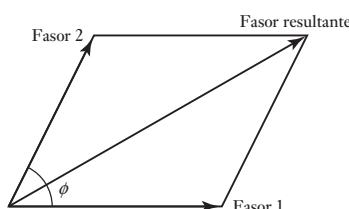


G.2.2 Circuitos de c.a. en serie

En un circuito en serie el voltaje total es la suma de la diferencia de potencial en serie (p.d.s.) que cruza los componentes en serie, aunque la p.d.s. puede diferir en fase. Esto significa que si consideramos los factores, rotarán con la misma velocidad angular pero pueden tener longitudes diferentes y arrancar con un ángulo de fase entre ellos. Se puede obtener la suma de los voltajes de dos series si se aplica la **ley del paralelogramo** de vectores para agregar dos fasores:

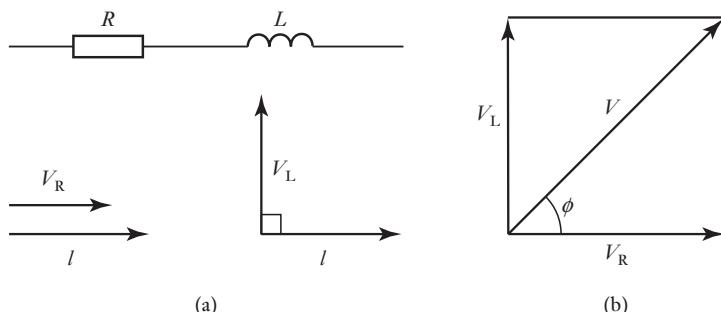
Si dos fasores están representados en tamaño y dirección por los lados adyacentes de un paralelogramo, entonces la diagonal de ese paralelogramo es la suma de los dos (Figura G.12).

Figura G.12 Suma de los fasores 1 y 2 los cuales tienen un ángulo ϕ de fase entre ellos.



Si el ángulo de fase entre los dos fasores de tamaños V_1 y V_2 es de 90° , entonces se puede calcular el resultante aplicando el teorema de Pitágoras con un tamaño V dado por $V^2 = V_1^2 + V_2^2$ y un ángulo de fase ϕ en relación con el fasor de V_1 dado por $\tan \phi = V_1/V_2$.

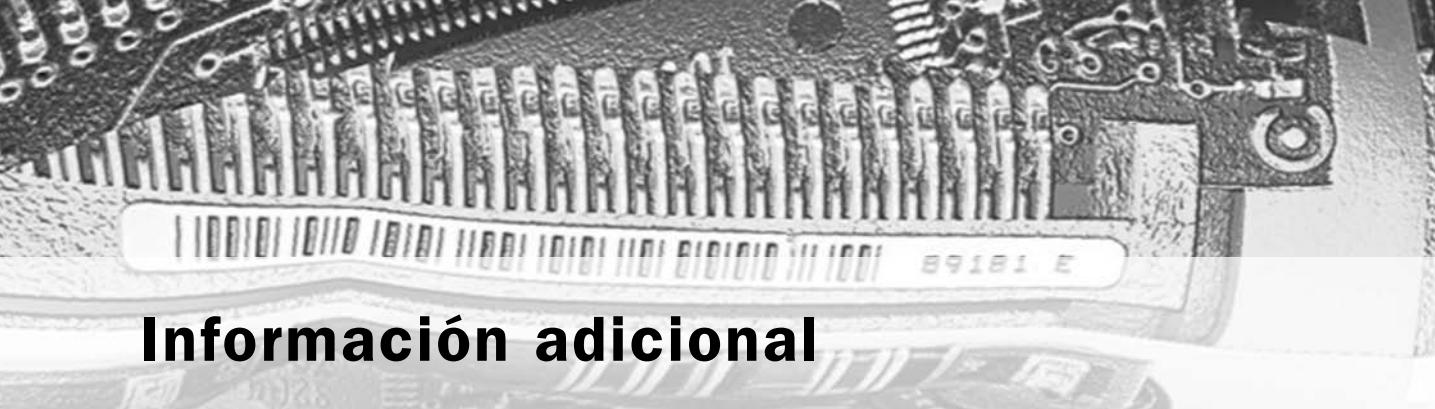
Figura G.13 Circuito en serie RL.



Como ejemplo ilustrativo de lo anterior, considere un circuito de corriente alterna que tiene una resistencia en serie con inductancia (Figura G.13 a)). Para un circuito de este tipo el voltaje de la resistencia está en fase con la corriente y el voltaje del inductor conduce la corriente a 90° . Por tanto el fasor para la suma de voltaje disminuye a través de dos componentes en serie dado por la Figura G.13b) como un fasor de voltaje con un ángulo de fase ϕ . Se puede aplicar el teorema de Pitágoras para dar la magnitud V del voltaje, es decir $V^2 = V_R^2 + V_L^2$, y trigonometría para dar el ángulo de fase ϕ , es decir, el ángulo por el cual el voltaje conduce la corriente como $\tan \phi = V_L/V_R$ o $\cos \phi = V_R/V$.

Puesto que $V_R = IR$ y $V_L = IX_L$ entonces $V^2 = (IR)^2 + (IX_L)^2 = I^2(R^2 + X_L^2)$. El término **impedancia** Z se utiliza para la oposición de un circuito al flujo de corriente, que se ha de definir como $Z = V/I$ con la unidad de ohms. En consecuencia, para la resistencia e inductancia en serie, la impedancia del circuito resulta de

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$



Información adicional

La siguiente es una breve lista de textos los cuales pueden ser útiles al proporcionar más información de importancia en el estudio de la mecatrónica.

Sensores y acondicionamiento de señales

- Bolton, W., *Newnes Instrumentation and Measurement*, Newnes, 1991, 1996, 2000.
Boyes, W., *Instrumentation Reference Book*, Newnes, 2002.
Clayton, G.B. y Winder, S., *Operational Amplifiers*, Newnes, 2003.
Figliola, R.S., y Beasley, D.E., *Theory and Design for Mechanical Measurements*, John Wiley, 2000, 2005, 2011.
— *Mediciones mecánicas, teoría y diseño*, Alfaomega, 2009.
Fraden, J., *Handbook of Modern Sensors*, Springer, 2001, 2004, 2010.
Gray, P.R., Hurst, P.J., Lewis S.H., y Meyer, R.G., *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, Wiley, 2009.
Holdsworth, B., *Digital Logic Design*, Newnes 2000.
Johnson, G.W. y Jennings R., *LabVIEW Graphical Programming*, McGraw-Hill, 2006.
Morris, A.S., *Measurement and Instrumentation Principles*, 3a. ed., Newnes, 2001.
Park J. y Mackay, S., *Practical Data Acquisition for Instrumentation and Control Systems*, Elsevier, 2003.
Travis, J. y Kring, J., *LabVIEW for Everyone*, Prentice Hall, 2006.

Actuación

- Bolton, W., *Mechanical Science*, Blackwell Scientific Publications, 1993, 1998, 2006.
Cathey, J.J., *Electric Machines: Analysis and Design Applying MATLAB*, McGraw-Hill 1994.
Gottlieb, I.M., *Electric Motors and Control Techniques*, TAB Books, McGraw-Hill, 1994.
Kenjo, T. y Sugawara, A., *Stepping Motors and their Microprocessor Controls*, Clarendon Press, 1995.
Manring, N., *Hydraulic Control Systems*, Wiley, 2005
Norton, R.L., *Design of Machinery*, McGraw-Hill, 2003.
Pinches, M.J. y Callear, B.J., *Power Pneumatics*, Prentice-Hall, 1996.
Wildi, T., *Electrical Machines, Drives and Power Systems*, Pearson, 2005.

Modelado de sistemas

- Astrom, K.J. y Wittenmark, B., *Adaptive Control*, Dover, 1994.
- Attaway, S., *Matlab: A Practical Introduction to Programming and Problem Solving*, Butterworth-Heinemann, 2009.
- Bennet, A., *Real-time Computer Control*, Prentice-Hall, 1993
- Bolton, W., *Laplace and z-Transforms*, Longman, 1994.
- Bolton, W., *Control Engineering*, Longman, 1992, 1998.
- Bolton, W., *Control Systems*, Newnes, 2002.
- D'Azzo J.J., Houpis C.H., y Sheldon, N., *Linear Control System Analysis and Design with Matlab*, CRC Press, 2003.
- Dorf, R.C. y Bishop, H., *Modern Control Systems*, Pearson, 2007.
- Fox, H., y Bolton, W., *Mathematics for Engineers and Technologists*, Butterworth-Heinemann, 2002.
- Close, C.M., Frederick, C., y Newell, J.C., *Modelling and Analysis of Dynamic Systems*, Wiley, 2001.
- Pärt-Enander, E., Sjöberg, A., Melin, B., e Isaksoon, P., *The MATLAB Handbook*, Addison-Wesley, 1996.

Sistemas de microprocesadores

- Barnet, R.H., *The 8051 Family of Microcontrollers*, Prentice-Hall, 1994.
- Bates, M., *PIC Microcontrollers*, Newnes, 2000, 2004.
- Bolton, W., *Microprocessor Systems*, Longman, 2000.
- Bolton, W., *Programmable Logic Controllers*, Newnes, 1996, 2003, 2006, 2009.
- Cady, F.M., *Software and Hardware Engineering: Motorola M68HC11*, OUP 2000.
- Calcutt, D., Cowan F. y Parchizadeh H., *8051 Microcontrollers: An Application Based Introduction*, Newnes, 2001.
- Ibrahim, D., *PIC Basic: Programming and Projects*, Newnes 2001
- Johnsonbaugh, R., y Kalinn, M., *C para científicos e ingenieros*, Prentice-Hall, 1996.
- Lewis, R.W., *Programming Industrial Control Systems using IEC 1131-3*, The Institution of Electrical Engineers, 1998.
- Morton, J., *PIC: Your Personal Introductory Course*, Newnes, 2001, 2005
- Parr, E.A., *Programmable Controllers*, Newnes, 1993, 1999, 2003.
- Pont, M.J., *Embeeded C*, Addison-Wesley, 2002
- Predko., *Programming and Customizing the PIC Microcontroller*, Tab Electronics, 2007.
- Rohner, P., *Automation with Programmable Logic Controller*, Macmillan, 1996.
- Spasov, P., *Microcontroller Technology: The 68HC11*, Prentice-Hall, 1992, 1996, 2001.
- Vahid, F., y Givargis, T., *Embeeded System Design*, Wiley, 2002.
- Van Sickle, T., *Programming Microcontrollers in C*, Newnes, 2001.
- Yeralan, S., y Ahluwalia, A., *Programming and Interfacing the 8051 Microcontroller*, Addison-Wesley, 1995.
- Zurell, K., *C Programming for Embeeded Systems*, Kindle Edition, 2000.

Respuestas

Las siguientes son las respuestas de los problemas numéricos y guías breves para las posibles respuestas de los problemas descriptivos.

Capítulo 1

- 1.1 a) Sensor: mercurio, acondicionador de señal: el conducto delgado donde se mueve el mercurio, display: las marcas en la barra, b) sensor: tubo curvado, acondicionador de señal: engranes, display: aguja moviéndose sobre la escala.
Vea el texto.
- 1.2 Comparación/controlador: termostato, corrección: quizás un relevador, proceso: calor, variable: temperatura, medición: dispositivo sensible a la temperatura como bandas bimétálicas, por ejemplo.
- 1.3 Vea la Figura P.1.

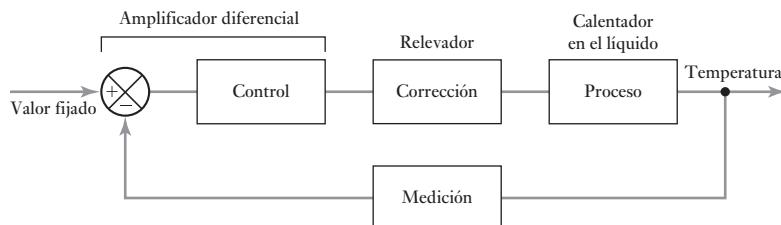


Figura P.1 Problema 1.4.

- 1.5 Vea el texto.
- 1.6 Vea el texto.
- 1.7 Por ejemplo: entra agua, enjuaga, sale agua, entra agua, calienta agua, enjuaga, sale agua, entra agua, enjuaga, sale agua.
- 1.8 Tradicional: voluminoso, funciones limitadas, requiere darle cuerda. Mecatrónico: compacto, muchas funciones, no requiere cuerda, menos costoso.
- 1.9 Termostato bimetálico: lento, precisión limitada, funciones simples, barato. Mecatrónico: rápido, preciso, muchas funciones, tiende a bajar de precio.

Capítulo 2

- 2.1 Consulte el texto para la explicación de los términos.
- 2.2 -3.9%.

- 2.3 67.5 s.
 2.4 0.73%.
 2.5 0.105 Ω .
 2.6 Incremental: ángulo no absoluto, se mide desde una referencia; absoluto: identificación completa del ángulo.
 2.7 162.
 2.8 a) $\pm 1.2^\circ$, b) 3.3 mV.
 2.9 Vea el texto.
 2.10 2.8 kPa.
 2.11 19.6 kPa.
 2.12 -0.89%.
 2.13 +1.54° C.
 2.14 Sí.
 2.15 -9.81 N, -19.62 N, por ejemplo, un deformímetro.
 2.16 Por ejemplo: una placa de orificio con celda de presión diferencial.
 2.17 Por ejemplo: celda de presión diferencial.
 2.18 Por ejemplo: sensor de desplazamiento LVDT.

Capítulo 3

- 3.1 Como en la Figura 3.2 con $R_2/R_1 = 50$, por ejemplo, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$.
 3.2 200 $\text{k}\Omega$.
 3.3 Figura 3.5 con dos entradas, por ejemplo, $V_A = 1 \text{ V}$, $V_B = 0$ a 100 mV, $R_A = R_2 = 40 \text{ k}\Omega$, $R_B = 1\text{k}\Omega$.
 3.4 Figura 3.11 con $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ y $R_2 = 2.32 \text{ k}\Omega$.
 3.5 $V = K\sqrt{I}$.
 3.6 100 $\text{k}\Omega$.
 3.7 80 dB.
 3.8 Fusible para protección de alta corriente, resistencia limitante para reducir corrientes, diodo para rectificar la c.a., circuito con diodo Zener para protección de voltaje y polaridad, filtro pasabajas para eliminar ruido e interferencia, optoisolador para aislar altos voltajes del microprocesador.
 3.9 0.059 V.
 3.10 $5.25 \times 10^{-5} \text{ V}$.
 3.11 Como se dan en el problema.

Capítulo 4

- 4.1 24.4 mV.
 4.2 9.
 4.3 0.625 V.
 4.4 1, 2, 4, 8.
 4.5 12 μs .
 4.6 Vea el texto.
 4.7 Buffer, convertidor digital-analógico, protección.
 4.8 0.33 V, 0.67 V, 1.33 V, 2.67 V.
 4.9 32 768R.
 4.10 15.35 ms.
 4.11 Factor de 315.

Capítulo 5

- 5.1 Por ejemplo: a) selección de boleto AND dinero correcto ingresado, el dinero correcto es decidido por compuerta OR entre las posibilidades, b) AND con protecciones de seguridad, lubricante, refrigerante, pieza de trabajo, potencia, etc., todo operando o en su lugar, c) Figura P.2, d) AND.
- 5.2 a) Q, b) P.
- 5.3 AND.
- 5.4 A como 1, B como 0.
- 5.5 Vea la Figura P.3.
- 5.6 Vea la Figura P.4.
- 5.7 Como en el texto, sección 5.3.1, para compuertas NOR con acoplamiento de cruz.

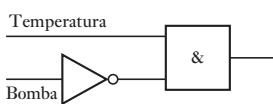


Figura P.2 Problema 5.1(c).

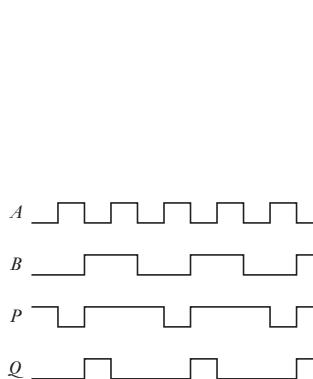


Figura P.3 Problema 5.5.

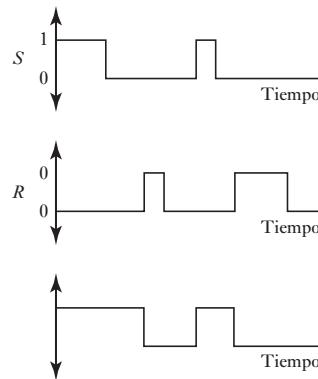


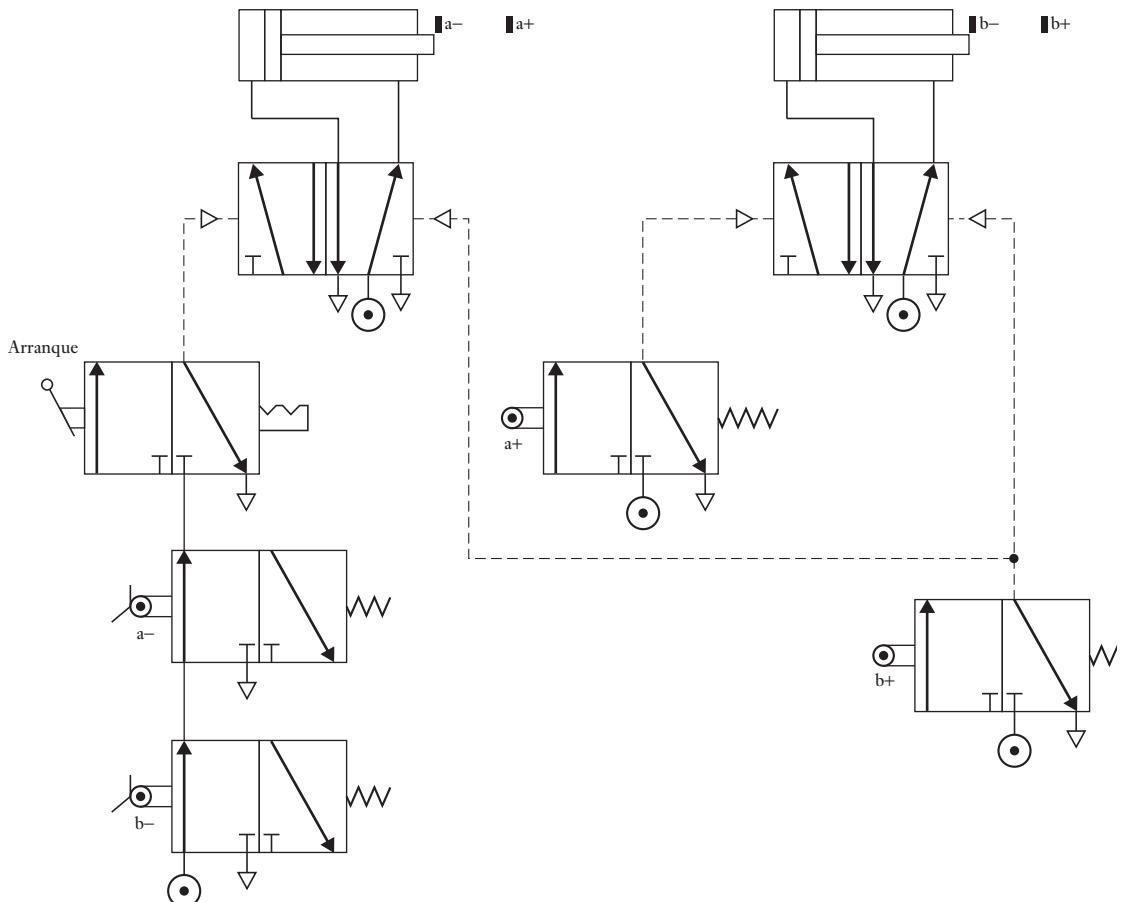
Figura P.4 Problema 5.6.

Capítulo 6

- 6.1 Vea el texto.
- 6.2 Vea la sección 6.1.
- 6.3 Por ejemplo: a) una grabadora, b) un medidor de bobina móvil, c) un disco duro o un CD, d) un osciloscopio con memoria, un disco duro o un CD.
- 6.4 Puede ser un puente de cuatro brazos, un amplificador operacional diferencial y un voltímetro como display. Los valores de las componentes dependerán del grueso elegido para el acero y del diámetro de la celda de carga. Puede elegir que el tanque se monte en tres celdas.
- 6.5 Puede ser como el mostrado en la Figura 3.8 con compensación por unión fría por un puente (sección 3.5.2). La linealidad se puede alcanzar con la selección de los materiales del termopar.
- 6.6 Pueden ser termistores con un elemento de muestreo y retención seguidos por ADC para cada sensor. Con esto la señal será digital evitando problemas de interferencia en la transmisión. Se pueden usar optoisoladores para aislar altos voltajes/corrientes, seguidos de un multiplexor que alimente a los medidores digitales.
- 6.7 Se basa en el principio de Arquimedes, el empuje hacia arriba del cuerpo flotante es igual al peso del fluido desplazado.
- 6.8 Se puede usar un LVDT o deformímetros con un puente de Wheatstone.
- 6.9 Por ejemplo: a) tubo de Bourdon, b) termistores, graficador galvanométrico, c) celdas de deformímetros, puente de Wheatstone, amplificador diferencial, voltímetro digital, d) tacogenerador, acondicionador de señal para formar pulsos, contador.

Capítulo 7

- 7.1 Vea la sección 7.3.
 7.2 Vea la sección 7.3.2.
 7.3 Vea la sección 7.4.
 7.4 Vea las Figuras: a) 7.14, b) 7.8b,
 c) 7.10, d) 7.13.
 7.5 A+, B+, A-, B-.
 7.6 Vea la Figura P.5.
- 7.7 0.0057 m².
 7.8 124 mm.
 7.9 1.27 MPa, 3.9×10^{-5} m³/s.
 7.10 a) 0.05 m³/s, b) 0.10 m³/s.
 7.11 a) 0.42 m³/s, b) 0.89 m³/s.
 7.12 960 mm.

**Figura P.5** Problema 7.6.**Capítulo 8**

- 8.1 a) Un sistema de elementos arreglados para transmitir movimiento de una forma a otra. b) Una secuencia de eslabones y articulaciones que proporcionan una respuesta controlada a un movimiento de entrada.
 8.2 Vea la sección 8.3.1.
 8.3 a) 1, b) 2, c) 1, d) 1, e) 3.
 8.4 a) Traslación pura, b) traslación pura, c) rotación pura, d) rotación pura,
 e) traslación más rotación.

- 8.5 Retroceso rápido.
 8.6 Caída rápida en el desplazamiento seguida por un regreso en forma gradual.
 8.7 60 mm.
 8.8 Leva en forma de corazón, con distancia del eje a la parte alta del corazón de 40 mm y de 100 mm del eje a la base del corazón (Figura 8.13a).
 8.9 Por ejemplo: a) levas en un eje, b) mecanismo de retroceso rápido, c) leva excentrica, d) piñón y cremallera, e) transmisión de correa, f) engranes cónicos.
 8.10 1/24.

Capítulo 9

- 9.1 Actúa como un flip-flop.
 9.2 Vea el texto y la Figura 9.7.
 9.3 a) Motor en serie, b) motor en derivación (en paralelo).
 9.4 a) Corriente directa en derivación, b) motor de inducción o sincrónico con inversor, c) c.d., d) c.a.
 9.5 Vea la sección 9.5.4.
 9.6 Vea la sección 9.7.
 9.7 480 pulsos/s.
 9.8 9°.
 9.9 a) 4 kW, b) 800 W, c) 31.8 N m.
 9.10 0.65 N m.
 9.11 2.
 9.12 3.6 N m.

Capítulo 10

10.1 a) $m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} = F$, b) $m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + (k_1 + k_2)x = F$

10.2 Como en la Figura 10.3a).

10.3 $c \frac{d\theta_i}{dt} = c \frac{d\theta_o}{dt} + k\theta_o$

10.4 Dos resortes torsionales con un bloque para momento de inercia,

$$T = I \frac{d^2\theta}{dt^2} + k_1(\theta_1 - \theta_2) = m \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{k_1 k_2}{k_1 + k_2} \theta_1$$

10.5 $v = v_R + \frac{1}{RC} \int v_R dt$

10.6 $v = \frac{L}{R} \frac{dv_R}{dt} + \frac{1}{CR} \int v_R dt + v_R$

10.7 $v = R_1 C \frac{dv_C}{dt} + \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) v_C$

10.8 $RA_2 \frac{dh_2}{dt} + h_2 \rho g = h_1$

10.9 $RC \frac{dT}{dt} + T = T_r$. Capacitor cargado descargando a través de una resistencia.

10.10 $RC \frac{dT_1}{dt} = Rq - 2T_1 + T_2 + T_3, RC \frac{dT_2}{dt} = T_1 - 2T_2 + T_3$

10.11 $pA = m \frac{d^2x}{dt^2} + R \frac{dx}{dt} + \frac{1}{C}x, R =$ resistencia al movimiento del vástago,
 $c =$ capacitancia del resorte.

10.12 $T = \left(\frac{I_1}{n} + n \right) \frac{d^2\theta}{dt^2} + \left(\frac{c_1}{n} + nc_2 \right) \frac{d\theta}{dt} + \left(\frac{k_1}{n} + nk_2 \right) \theta$

Capítulo 11

11.1 $\frac{IR}{k_1 k_2} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{1}{k_2} v$

11.2 $(L_a + L_L) \frac{di_a}{dt} + (R_a + R_L)i_a - k_1 \frac{d\theta}{dt} = 0, I \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} + k_2 i_a = T$

11.3 Igual que un motor controlado por armadura.

Capítulo 12

12.1 $4 \frac{dx}{dt} + x = 6y$

12.2 a) 59.9° C, b) 71.9° C.

12.3 a) $i = \frac{V}{R}(1 - e^{-Rt/L})$, b) L/R , c) V/R .

12.4 a) Oscilaciones continuas, b) subamortiguada, c) críticamente amortiguada,
d) sobreamortiguada.

12.5 a) 4 Hz, b) 1.25, c) $i = I \left(\frac{1}{3} e^{-8t} - \frac{4}{3} e^{-2t} + 1 \right)$.

12.6 a) 5 Hz, b) 1.0, c) $x = (-32 + 6t)e^{-5t} + 6$.

12.7 a) 9.5%, b) 0.020 s.

12.8 a) 4 Hz, b) 0.625, c) 1.45 Hz, d) 0.5 s, e) 8.1%, f) 1.4 s.

12.9 a) 0.59, b) 0.87.

12.10 2.4.

12.11 0.09.

12.12 3.93 rad/s, 0.63 Hz.

Capítulo 13

13.1 a) $\frac{1}{As + \rho g/R}$, b) $\frac{1}{ms^2 + cs + k}$, c) $\frac{1}{LCs^2 + RCs + 1}$

13.2 a) 3 s, (b) 0.67 s

13.3 a) $1 + e^{-2t}$, b) $2 + 2e^{-5t}$

13.4 a) Sobreamortiguada, b) subamortiguada, c) críticamente amortiguada, d) subamortiguada.

13.5 $t e^{-3t}$

13.6 $2e^{-4t} - 2e^{-3t}$

13.7 a) $\frac{4s}{s^2(s+1)+4}$, b) $\frac{2(s+2)}{(s+1)(s+2)+2}$,

c) $\frac{4}{(s+2)(s+3)+20}$, d) $\frac{2}{s(s+2)+20}$

13.8 $5/(s+53)$

13.9 $5s/(s^2+s+10)$

13.10 $2/(3s+1)$

13.11 $-1, -2$

13.12 a) Estable, b) inestable, c) inestable, d) estable, e) inestable.

Capítulo 14

14.1 a) $\frac{5}{\sqrt{\omega^2 + 4}}$, b) $\frac{2}{\sqrt{\omega^4 + \omega^2}}, \frac{1}{\omega}$,

c) $\frac{1}{\sqrt{4\omega^6 - 3\omega^4 + 3\omega^2 + 1}}, \frac{\omega(3 - 2\omega^2)}{1 - 3\omega^2}$

14.2 $0.56 \sin(5t - 38^\circ)$

14.3 $1.18 \sin(2t + 25^\circ)$

14.4 a) i) $\infty, 90^\circ$, ii) $0.44, 450^\circ$, iii) $0.12, 26.6^\circ$, iv) $0, 0^\circ$,

b) i) $1, 0^\circ$, ii) $0.32, -71.6^\circ$, iii) $0.16, -80.5^\circ$, iv) $0, -90^\circ$.

14.5 Vea la Figura P.6.

14.6 a) $1/s$, b) $3.2/(1+s)$, c) $2.0/(s^2 + 2\zeta s + 1)$,

d) $3.2/[(1+s)(0.01s^2 + 0.2\zeta s + 1)]$

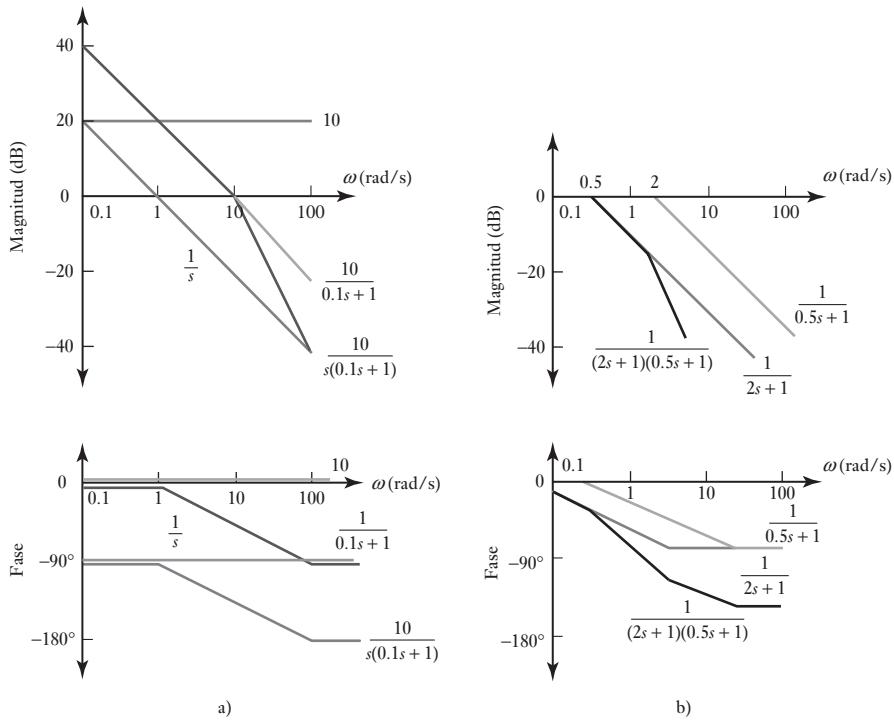


Figura P.6 Problema 14.5.

Capítulo 15

- 15.1 Vea la sección 15.3.
- 15.2 a) 8 minutos, b) 20 minutos.
- 15.3 a) 12 s, b) 24 s.
- 15.4 5.
- 15.5 Vea el texto. En particular P offset, PI y PID no offset.
- 15.6 3, 666 s, 100 s.
- 15.7 3, 100 s, 25 s.
- 15.8 Vea las secciones a) 15.12.1, b) 15.12.2, c) 15.12.3.
- 15.9 1.6.
- 15.10 Respuesta de primer orden con una constante de tiempo c/K_p .

Capítulo 16

- 16.1 Por ejemplo, intente el diámetro y grado de rojo. También puede considerar el peso. Sus resultados necesitan poder distinguir claramente entre denominaciones de monedas, cualquiera que sea su condición.
- 16.2 a) 1/6, b) 1/36, c) 1/10.
- 16.3 0.99.
- 16.4 0.002.
- 16.5 0.625.

- 16.6 0.761.
- 16.7 Por ejemplo, si la temperatura en una habitación es < 20°C y el temporizador está en ON, el calefactor está encendido; si el calentador está en ON, la bomba está encendida; si la bomba está en ON y la temperatura de la habitación es < 20°C, entonces la válvula está abierta, pero si el temporizador no está en ON el calentador tampoco lo está. Si la temperatura en la habitación no es < 20°C es que la válvula no está en ON, y si el calentador tampoco está en ON, la bomba no está en ON. Esto también se puede precisar si se considera que debe haber una limitante de que el calentador esté restringido a funcionar por debajo de 60°C.

Capítulo 17

- 17.1 Vea la sección 17.2.
- 17.2 256.
- 17.3 64K × 8.
- 17.4 Vea la sección 17.3.
- 17.5 Vea la Figura 17.9 y el texto asociado.
- 17.6 a) E, b) C, c) D, d) B.
- 17.7 256.
- 17.8 a) 0, b) 1.
- 17.9 Vea la sección 17.3.1, inciso 6.
- 17.10 Vea la sección 17.3.2, inciso 5.
- 17.11 Alta para reiniciar la terminal.
- 17.12 a) IF A
 THEN
 BEGIN B
 END B
 ELSE
 BEGIN C
 END C
 ENDIF A
 b) WHILE A
 BEGIN B
 END B
 ENDWHILE A

Capítulo 18

- 18.1 a) 89, b) 99.
- 18.2 No se tiene que especificar la dirección puesto que está implícita en el mnemónico.
- 18.3 a) CLRA, b) STAA, c) LDAA, d) CBA, e) LDX.
- 18.4 a) LDAA \$20, b) DECA, c) CLR \$0020, d) ADDA \$0020.
- 18.5 a) Guarda el valor del acumulador B en la dirección 0035, b) carga el acumulador A con el dato F2, c) apaga la bandera de acarreo, d) suma 1 al valor en el acumulador A, e) compara C5 con el valor en el acumulador A, f) borrar la dirección 2000, g) saltar a la dirección dada por el registro de índice más 05.

18.6 a)

DATA1	EQU	\$0050	
DATA2	EQU	\$0060	
DIFF	EQU	\$0070	
	ORG	\$0010	
	LDAA	DATA1	; Toma el minuendo
	SUBA	DATA2	; Resta el sustraendo
	STAA	DIFF	; Guarda la diferencia
	SWI		; Termina el programa

b)

MULT1	EQU	\$0020	
MULT2	EQU	\$0021	
PROD	EQU	\$0022	
	ORG	\$0010	
	CLR	PROD	; Borra la dirección producto
	LDAB	MULT1	; Toma el primer número
SUM	LDAA	MULT2	; Toma el multiplicando
	ADDA	PROD	; Suma el multiplicando
	STAA	PROD	; Guarda el resultado
	DEC B		; Decrementa el acumulador B
	BNE	SUM	; Salto si la suma no se termina
	WAI		; Termina el programa

c)

FIRST	EQU	\$0020	
	ORG	\$0000	
	CLRA		; Limpia el acumulador
	LDX	#0	
MORE	STAA	\$20,X	
	INX		; Incrementa el registro índice
	INCA		; Incrementa el acumulador
	CMPA	#\$10	; Compara con número 10
	BNE	MORE	; Salta si no es cero
	WAI		; Termina el programa

d)

	ORG	\$0100	
	LDX	#\$2000	; Coloca el apuntador
LOOP	LDA A	\$00,X	; Carga el dato
	STA A	\$50,X	; Almacena el dato
	INX		; Incrementa el registro índice
	CPX	\$3000	; Compara
	BNE	LOOP	; Salta
	SWI		; Termina el programa

18.7

YY	EQU	\$??	; Valor seleccionado para el retardo necesario
SAVEX	EQU	\$0100	
	ORG	\$0010	
	STA	SAVEX	; Guarda el acumulador A
	LDAA	YY	; Carga el acumulador A
LOOP	DECA		; Decrementa el acumulador A
	BNE	LOOP	; Salta si no es cero
	LDA	SAVEX	; Restablece el acumulador
	RTS		; Regresa al programa que invocó

18.8

LDA	\$2000	; Lee el dato de entrada
AND A	#\$01	; Borra todos los bits excepto el bit 0
BEQ	\$03	; Si el interruptor es bajo, salta a JMP que tiene 3 líneas de programa
JMP	\$3000	; Si el interruptor es alto, no salta y ejecuta JMP

Continúa

Capítulo 19

- 19.1 a) La variable contador es un entero, b) a la variable num se le asigna el valor 10, c) la palabra name será presentada en el display, d) el display es Number 12, e) incluir el archivo stdio.h
- 19.2 a) Llama las librerías necesarias para ejecutar la función printf(), b) indica el principio y el final de un grupo de instrucciones, c) inicia una nueva línea, d) problema 3.
- 19.3 El número es 12.
- 19.4 # include <stdio.h>

```
int main(void);
{
    int len, width;
    printf("ingrese longitud: ");
    scanf("%d", &len);
    printf("ingrese ancho: ");
    scanf("%d", &width);
    printf("Area es %d, lens * width);
    return 0;
}
```

- 19.5 Similar al programa dado en la sección 19.3, inciso 4.
- 19.6 Divide el primer número entre el segundo a menos que éste sea cero.

Capítulo 20

- 20.1 Vea la sección 20.3.
- 20.2 Vea la sección 20.3. Una interfaz en paralelo tiene el mismo número de líneas de entrada/salida que el microprocesador. La interfaz en serie tiene sólo una línea de entrada/salida.
- 20.3 Vea la sección 20.2.
- 20.4 Vea la sección 20.4.
- 20.5 Vea la sección 20.4 y la Figura 20.10.
- 20.6 Vea la sección 20.4.1.
- 20.7 Vea la sección 20.3.3. El poleo requiere la interrogación de todos los periféricos a intervalos frecuentes, aun cuando algunos no estén activados, por lo que es una pérdida de tiempo. Interrupt se inicia a solicitud del periférico y por lo tanto es más eficiente.
- 20.8 CRA 00110100, CRB 00101111.
- 20.9 Como en el programa en la sección 20.4.2, con LDAA #\$05 reemplazado por LDAA #\$34 y LDAA #\$34 reemplazado por LDAA #\$2F.

- 20.10 Como en el programa en la sección 20.4.2 seguido de
READ LDAA \$2000 ; Lee el puerto A
Quizá después de un retardo el programa debería ser
BRA READ.

Capítulo 21

- 21.1 a) AND, b) OR
 21.2 a) Figura 21.9b, b) Figura 21.10b, c) un circuito de enclavamiento, Figura 21.16, con los interruptores Entrada 1 para inicio y Entrada 2 para alto.
 21.3 0 LD X400, 1 LD Y430, 2 ORB, 3 ANI X401, 4 OUT Y430.
 21.4 0 LD X400, 1 OR Y430, 3 OUT Y430, 4 OUT T450,
 5 K 50; temporizador de retardo.
 21.5 0 LD X400, 1 OR Y430, 2 ANI M100, 3 OUT Y430, 4 LD X401, 5 OUT M100; restablece el enclavamiento.
 21.6 Como en la Figura 21.28 con el temporizador 1 con $K = 1$ para 1 s y el temporizador 2 con $K = 20$ para 20 s.
 21.7 Figura P.7.
 21.8 Figura P.8.

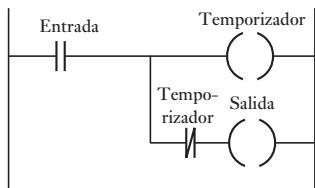


Figura P.7 Problema 21.7.

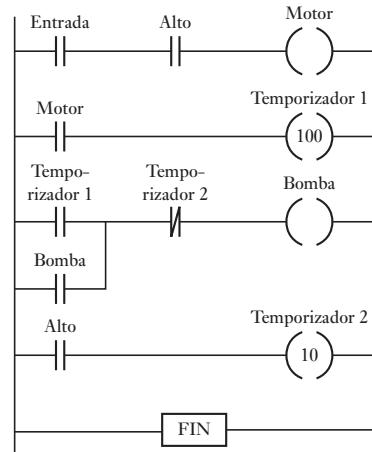
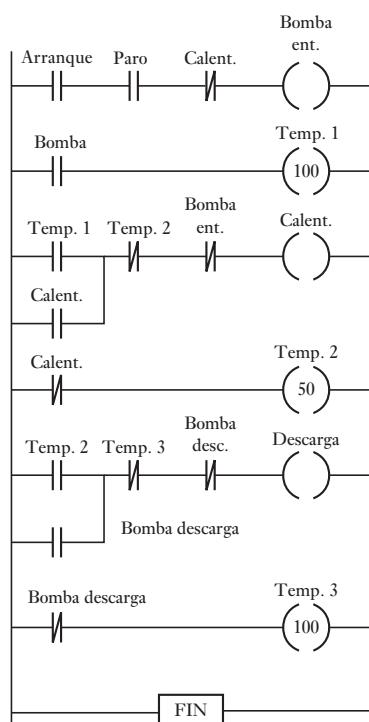
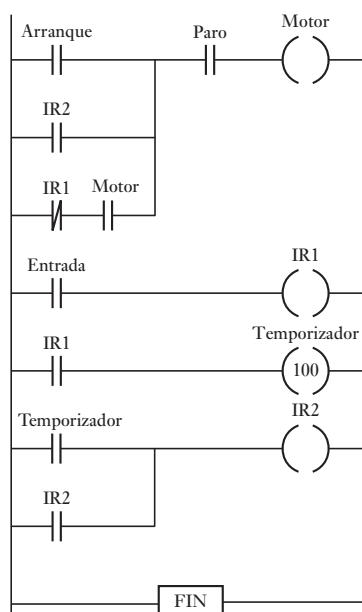
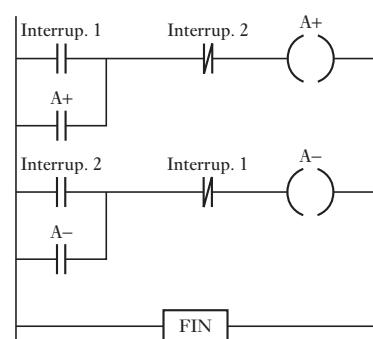
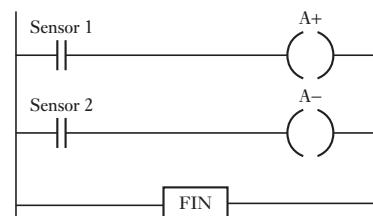


Figura P.8 Problema 21.8.

- 21.9 Figura P.9.
 21.10 Figura P.10.
 21.11 Una salida comenzaría, como antes, pero se apaga al presentarse la siguiente entrada.
 21.12 Vea la sección 21.10.
 21.13 Dos circuitos latch, como en la Figura P.11.
 21.14 Figura P.12.

Capítulo 22

- 22.1 Vea la sección 22.2.
 22.2 Vea la sección 22.3.
 22.3 Bus.
 22.4 Banda ancha.

**Figura P.9** Problema 21.9.**Figura P.10** Problema 21.10.**Figura P.11** Problema 21.13.**Figura P.12** Problema 21.14.

- 22.5 Vea la sección 22.5.1.
- 22.6 Vea la sección 22.4.
- 22.7 Vea la sección 22.3.1.
- 22.8 NRFD a PD0, DAV a STRA e IRQ, NDAC a STRB, datos al puerto C.
- 22.9 TTL a conversión del nivel de señal RS-232C.
- 22.10 Vea la sección 22.7.1.

Capítulo 23

- 23.1 Vea la sección 23.1.
- 23.2 Vea la sección 23.2.
- 23.3 Vea la sección 23.2.
- 23.4 Vea la sección 23.5.3 para autoprueba y prueba de la suma de la verificación programables y la sección 23.2 para un temporizador vigilante.
- 23.5 Vea la sección 23.5.3.

Capítulo 24

- 24.1 Las posibles soluciones son: a) termopar, compensación de unión fría, amplificador, ADC, PIA, microprocesador, DAC, unidad termistora para controlar el elemento de calor del horno, b) sensores de los haces de luz, PLC, deflectores para clasificador operados por solenoides, c) control de lazo cerrado con un motor de c.d. para el movimiento en cada dirección, un motor de c.d. como actuador del movimiento de la pluma, microprocesador como comparador y controlador, y realimentación de un codificador óptico.

Tareas de investigación

Las siguientes son descripciones breves del tipo de información que debe contener una respuesta.

- 24.2 Un sistema de frenos ABS tiene sensores de tipo inductor detectando la velocidad de cada una de las ruedas del vehículo, acondicionadores de señal para convertir las señales de los sensores en pulsos de 5 V, un microcontrolador con un programa para calcular la velocidad de las ruedas y la tasa de desaceleración durante el frenado para que cuando se exceda un límite prefijado, el microcontrolador dé una salida a las válvulas solenoide en el modulador hidráulico para prevenir un incremento en la fuerza de frenado o para reducirla en caso necesario.
- 24.3 El motor del carro mueve la cabeza de impresión en forma lateral, mientras imprime los caracteres. Después de imprimir una línea, el motor de alimentación del papel lo corre. La cabeza de impresión consiste en agujas movidas por solenoides, por lo general un renglón de 9, que impactan en la cinta de tinta. Un microcontrolador se puede utilizar para controlar las salidas. Para mayores detalles, vea *Microcontroller Technology: The 68HC11* de P. Spasov (Prentice Hall, 1992, 1996).
- 24.4 El bus CAN opera con señales que tienen un bit de inicio seguido por el nombre que indica el destino del mensaje y su prioridad, seguido por bits de control, seguidos por los datos que se envían, seguidos por bits de CRC, seguidos por bits de confirmación de la recepción y concluye con los bits de final.

Tareas de diseño

Las siguientes son descripciones breves de las posibles soluciones.

- 24.5 Un termómetro digital que usa un microprocesador tiene un sensor de temperatura como el LM35, un ADC, un ROM como el Motorola MCM6830 o el Intel 8355, una RAM como la Motorola MCM6810 o la Intel 8156, un microprocesador M6800 o Intel 8085A y un display de LED. Con un microcontrolador como el Motorola MC68HC11 o el Intel 8051 puede tenerse un sólo sensor de temperatura, quizás con un acondicionador de señal y un display de LED.
- 24.6 Un óhmímetro digital involucra un multivibrador monoestable que proporciona un pulso con una duración de $0.7RC$. Una variedad de capacitores fijos se usan para proporcionar diferentes rangos de resistencias. El intervalo puede determinarse usando un microcontrolador o un microprocesador, más memoria y enviarlos a un display de LED apropiado.
- 24.7 Esto puede requerir un sensor de presión, por ejemplo, el semiconductor transductor Motorola MPX2100AP, un acondicionador de señal para convertir la pequeña señal del sensor al nivel apropiado, por ejemplo, un amplificador instrumental, usando amplificadores operacionales, un microcontrolador, por ejemplo el MC68HC11, un controlador de LCD como el MC145453 y un display LCD de cuatro dígitos.
- 24.8 Esto puede resolverse utilizando el M68HC11EVM con una salida con modulación por ancho de pulso (PWM) al motor. Cuando se desea realimentación se puede utilizar un codificador óptico.
- 24.9 Se puede hacer que cada caja sea cargada utilizando una corriente que se aplica a una válvula solenoide, la cual opera un cilindro neumático que a su vez mueve una placa que empuja la caja a la tolva o canal de descarga. La caja permanece en el canal que está cerrado por otra tolva. La presencia de la caja es detectada por un sensor que indica que la siguiente caja puede ser admitida en

el canal. Esto continúa hasta que se acumulan cuatro cajas en el canal. La placa al final del canal se abre, activada por otra válvula solenoide, para permitir la salida de las cajas a la banda. La llegada de las cajas a la banda puede detectarse con un sensor montado en el extremo del escape. Esto permite que el proceso completo se pueda repetir.

Apéndice A

- A.1 a) $2/s^2$, b) $2(s^2 + 4)$, c) e^{-2s} , d) $sX(s) - 2$, e) $3s^2X(s)$, f) $1/[s(s + 1)]$.
 A.2 a) t , b) $5 \cos 3t$, c) $1 + 2e^t$, d) e^{-3t} .
 A.3 5.

Apéndice B

- B.1 255.
 B.2 a) 11, b) 529.
 B.3 a) 1A7, b) 211.
 B.4 a) 781, b) 157.
 B.5 a) 1010 0110, b) 1101 1101.
 B.6 a) 0, b) 1.
 B.7 a) 8, b) 12.

Apéndice C

- C.1 a) $A \cdot (B + C)$, b) $(A + B) \cdot (C + D)$, c) $\bar{A} + B$, d) $\bar{A} \cdot B$
 C.2 a) $\underline{Q} = (A \cdot B + C \cdot D) \cdot E$, b) $\underline{Q} = (A \cdot B + B) \cdot C$
 C.3

<i>A</i>	<i>B</i>	<i>C</i>	<i>Q</i>
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	1

- C.4 a) $\underline{Q} = C \cdot (A + D)$, b) $\underline{Q} = A \cdot B$, c) $\underline{Q} = A \cdot \bar{B} \cdot C + C \cdot D$
 C.5 Como se da en el problema.
 C.6 a) $\underline{Q} = A + B$, b) $\underline{Q} = C + \bar{A} \cdot C$
 C.7 a) $\underline{Q} = \bar{A} \cdot \bar{B} + \bar{A} \cdot \bar{C}$, b) $\underline{Q} = A \cdot B \cdot D + A \cdot B \cdot \bar{C} + \bar{C} \cdot D$
 C.8 Cuatro compuertas de entrada AND con dos compuertas NOT si la combinación correcta es 1, 1, 0, 0: $\underline{Q} = A \cdot B \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}$

Índice

A

acceso a redes
 por paso por ranura, 498
 por paso por token, 498
acceso indirecto en C, 437
acondicionamiento de señales, 22
acondicionamiento de señal, 8, 69-70
acoplamiento de inercia, 206, 217
actuador de diafragma, 170
actuadores, 13
 giratorios, 185
 semigiratorio, 185
actualización continua en las entradas/salidas en los PLC, 471
acumulador, 166
adaptadores de interfaz para comunicación asíncrona (ACIA), 459-460
adaptadores de interfaz periféricos (PIA), 454-461
 initialización, 430
 señales de interrupción, 457-458
adquisición de datos (DAQ), 106-108
 detección de error, 108
 displays, 151-154
 registratorios de datos, 153-154
 tarjetas con clavijas, 151-154
 precisión, 107-108
álgebra booleana, 577-584
 leyes de De Morgan, 578-579
 leyes del, 577-578
 mapas de Karnaugh, 581-584
 tablas de verdad del, 579-581
algoritmo, 369
 ecuaciones, 245
 operacional, 70-78
amortiguador rotacional, 346-347
amortiguadores, 242-243
amplificador
 comparador, 78
 diferencial, 74-78
 errores de, 80
 integrador, 73-74
 inversor, 71
 logarítmico, 78
 muestreo y retención, 105

no inversor, 72
para instrumentación, 76
sumador, 72-73
actuación, 150
analizador de firma para localización de fallas, 522
ancho de banda, 329
American National Standards Institute (ANSI) 424
amplificadores integradores y diferenciadores, 66
aprendizaje, 361-362
aproximación de Tustin, 110
aproximaciones sucesivas en ADC, 101
apuntadores en C, 436-438
 aritmética con, 437
 y arreglos, 437-438
árboles
 de probabilidad, 359
 de probabilidad condicional, 359
archivos
 de encabezado en C, 438-439
 de biblioteca estándar en C, 426
apertura, 108
armadura en motores de cd, 217-218
arquitectura
 de redes de sistemas (SNA), 502
 de Intel 8051, 384-387
 del Intel 8085 A, 372, 374-376
 de Microchip, 387-393
 del Motorola 6800, 371, 376-377
 Harvard, 387-388
 arreglos en C, 435-436
 multidimensionales en C, 435-436
 y apuntadores, 437-438
articulaciones, 191-199
ASCII (American Standard Code for Information Interchange), código estadounidense estándar para el intercambio de información, 140
asignaciones en C, 428
atenuación, 83
autoenfoque en cámaras digitales, 546
autopista de datos de Allen-Bradley, 503
armadura, movimiento de la, 200
aterrizado, 82

B

banda
 ancho de, 329
 de paro, 83
 de paso, 83
 de supresión, 83
 de transmisión, 200
en V, 201
muerta, 338-339
muerta de los transductores, 32
plana, 201
redonda, 201
reguladora de tiempos, 201
en C, 429-430
en V, 201
de transmisión, 200-201
tipos de, 201
barreras (plumas) de estacionamiento, 545-546
báscula de baño, 539-542
base en sistemas numéricos, 571
bit
 de paridad, 108, 120-121
 de paro, 453
 más significativa (MSB), 95, 571
 menos significativa (LSB), 95, 571
bloques funcionales de sistemas eléctricos, 250-254
 analogías mecánicas, 252-253
 construcción, 251-253
 ecuaciones, 251
bloques funcionales de sistemas mecánicos, 241-248
 amortiguadores rotacionales, 244
 ecuaciones, 243
 analogías eléctricas, 252-253
 construcción, 243-248
 ecuaciones, 243
 sistemas rotacionales, 242-243
bloques funcionales de sistemas neumáticos, 256-257
 ecuaciones, 258-259
bloques funcionales de sistemas térmicos, 261-263
 construcción de, 263-264
 ecuaciones de, 263

bloques funcionales en sistemas de fluidos, 254-258
 construcción de los, 257-261
 ecuaciones de los, 258

Bluetooth, 512-513

bolsa de aire, 20

bomba

- de engranajes, 166, 167
- de pistón, 166
- de pistón radial, 166, 167
- de pistones axial, 166, 167
- de vástago, 166, 167

borrador maestro y restablecimientos en los PIC, 392

brazo de robot, funciones de transferencia, 306

buffer

- acoplamiento mediante, 447-449
- de entrada, 375-376
- de tres estados, 447-449

bus

- CAN, 480
- de arquitectura estándar con norma industrial extendida (EISA), 511-512
- de arquitectura de microcanal (MCA), 512
- de computadora AT, 511
- de computadora XT, 511
- de control, 367
- de datos, 366-367
- de direcciones, 367
- de instrumentación de Hewlett Packard, 510
- de interfaz de uso general (GPIB), 510, 512
- de interfaz I₂C, 505-506
- externo, 494
- LAN Ethernet, 498
- S, 513
- TURBOcanal, 513
- VME, 513
- VXI, 513-514

bus (interfaz) firewire, 507

bus S, 511

buses

- en sistemas de microprocesadores, 466-467
- externos, 494

C

C, lenguaje, 424
 apuntadores, 436-438

- aritmética de, 437
- y arreglos, 437-438

arreglos, 435-436

características principales, 425

archivos de biblioteca estándar, 426
 asignaciones, 428
 cadenas, 429-430
 comentarios, 427
 función main, 427
 funciones, 425
 instrucciones, 425
 operaciones con operadores sobre bits, 429
 operadores aritméticos, 428
 operadores lógicos, 429
 operadores de relación, 428
 palabras clave, 425
 preprocesador, 426-427

regreso, 426

- secuencias de escape, 430
- variables, 427-428

ciclos, 432-435

- instrucción for, 432-433
- instrucción switch, 433-435
- instrucción while, 433

control de flujo, 431-432

- instrucción If, 431-432
- instrucción If/else, 432

desarrollo del programa, 438-439

- archivos de encabezado, 438-439

encendido/apagado de un motor, 439-440

estructura del programa, 424-431

funciones de biblioteca, 591-593

lectura de un canal ADC, 440-441

programa de ejemplo, 430-431

ventajas, 424

cadenas, 202

cadenas cinemáticas, 191-194

- de cuatro barras, 192-193
- mecanismo de biela corredera, cigüeñal, 193-194

cámara digital, 546-551

- autoenfoque, 22-23

campo

- de dirección en lenguaje ensamblador, 404-408

campo magnético, 41, 45-48

capa

- de aplicación en OSI, 501
- de enlace de datos en OSI, 500
- de presentación en OSI, 501
- de red en OSI, 500-501
- de sesión en OSI, 501
- física en OSI, 500
- transportadora en OSI, 501

capacitancia hidráulica, 254

- ecuaciones, 258-259

capacitancia neumática, 256

- ecuaciones, 258

capacitancia pura, 565

capacitancia térmica, 261-262

- ecuaciones, 262

capacitor (condensador), 250-251

- ecuaciones, 251

característica estática de los transductores, 33-35

características dinámicas de los transductores, 33-35

carga

- de sistemas mecánicos, 191
- en pantallas, 137-138

celda de bits, 143

ciclo

- de tierra, 90
- en lenguaje C, 431-435
- en modulaciones de pulso, 88-89
- en motores, 226-227
- de trae-ejecuta, 370

ciclos de retardo, 413

cilindro

- de doble acción, 176
- de simple acción, 175
- hidráulico, 176
- neumático, 176

cilindros, 175-178

- secuenciación, 177-178

circuito

- amplificador inversor, 65
- amortiguador o de frenado, 212
- de control de fase, 212
- del interruptor de temperatura, 79

circuitos

- de ca, análisis, 605-609
- resistencia, inductancia y capacitancia, 607-608
- de enclavamiento en los PLC, 479
- eléctricos, análisis de, 565
- H, 222, 229, 230
- integrados, 120-121, 130
- PID, 343
- RLC, 290

CMOS, semiconductor complementario metal-óxido

codificación

- de fase (PE), 143-144
- de longitud de corrida limitada (RLL), 144-145

de modulación de frecuencia (FM), 144

de modulación de frecuencia modificada (MFM), 144

de no regreso a cero (NRZ), 143

- de pantalla de siete segmentos, 462-465

codificador, 121-122

codificadores

- absolutos, 41
- absolutos de 3 bits, 42

- incrementales, 41, 47
ópticos, 41-43
- código
binario a decimal (BCD), 122-123, 571
de operación, 406
Gray, 42-43, 575-576
máquina, 400
mnemónico, 400
- coeficiente
de descarga, 73
de flujo de válvula, 183
de Hall, 46
de Poison, 155
- cognición, 357
- cojinete
autoalineable, 203
con lubricación hidrodinámica, 202
con lubricación hidrostática, 202
de rodillo cónico, 204
rígido de bolas, 203
- cojinetes, 202-204
de bolas, 203
de bolas de ranura de relleno, 203
de deslizamiento de capa dura, 203
de deslizamiento de capa límite, 203
de doble hilera, 203
de empuje, 203
- de rodamiento, 202-203
de rodamiento de película sólida, 203
de rodamiento planos, 202-203
de rodillo cilíndrico, 204
de rodillos, 204
selección de, 204
- comparador, 79-80
digital, 120-121
lógico de inspección para detección de fallas, 521-522
- compensación
de temperatura en el puente de Wheatstone, 85-86
del termopar en el puente de Wheatstone, 87-88
- complemento
a dos en matemáticas binarias, 573
a uno en matemáticas binarias, 573
- compresor
de acción simple, 168
de doble acción, 168
de una etapa, 168
rotativo, 168
rotativo helicoidal, 169
rotodinámico, 168-169
- compresores, 168
- compuerta
AND, 1113-115
NAND, 116-117, 119
NOR, 117-119
NOT, 116
- OR, 115-116
XOR, 118
- compuertas lógicas, 108, 113
aplicaciones, 120-126
codificador, 121-122
comparador digital, 120-121
convertidor de código, 122-126
generadores de paridad de bit, 120-121
combinación, 118-120
familias de, 119-120
- comunicaciones digitales, 494
- condición de Grashof, 193
- condiciones en estado estable
en sistemas de segundo orden, 290
y respuesta transitoria, 308
- conexión de articulaciones, 191
- conexiones de ánodo y cátodo común
para LED, 148-149
- conmutador en motores de cd, 217-218
- constante de tiempo
de los transductores, 34
- derivativa, 340
en sistemas de primer orden, 284-285
integral, 342
- contacto angular de los cojinetes de bolas, 204
- contadores
en los PLC, 483-485
hacia arriba en los PLC, 484
progresivos en los PLC, 484
regresivos en los PLC, 484
- control
autosintonizable, 353-354
de acceso a redes, 498
de computadora centralizado, 495
de enlace de datos de alto nivel (H DLC), 500
de enlace lógico, 501
de flujos en C, 431-432
instrucción If, 431-432
instrucción If/else, 432
de la interrupción, 451
de realimentación, 10
de temperatura vía PLC, 490-491
de velocidad, 352
del motor de paso, 537
del motor de un automóvil, 551-552
del motor vía PLC, 490-491
del robot, 543
digital, 112
directo, 335
en cascada
de los cilindros, 178
en los PLC, 481
programado de ganancia, 352
- controlador de interfaz periférico (PIC), 387-394
- arquitectura Harvard (PIC), 388-389
- características, 388-392
borrador maestro y restablecimientos, 392
entrada de cristal, 392
entrada/salida serial, 392
entradas analógicas, 390
puerto esclavo paralelo, 392
puertos de entrada/salida, 388-390
temporizadores, 390-391
- familia
Intel, 394
PIC, 394
M68HC11, 394
juego de instrucciones, 586-590
registros de propósito especial, 392-393
- controlador lógico programable (PLC)
arquitectura, 468
circuitos enclavados, 479
como monitor de sistemas, 526-527
contadores, 483-485
diagramas de escalera, 473
en barreras (plumas) de estacionamiento, 545
en interruptor temporizado, 532
entrada/salida análoga, 490-492
estructura, 467-471
 entrada/salida, 468-470
 formas de, 468-470
 introducción de programas, 468
listas de instrucciones, 476-478
localización de fallas en el, 515, 525-527
- manejo de datos, 488-490
 comparación de datos, 489-490
 conversiones de código, 490
 movimiento de datos, 489
 operaciones aritméticas, 490
procesamiento de entrada/salida, 470-471
 actualización continua, 470
 copiado masivo de entrada/salida, 470-471
 direcccionamiento, 471
programas en escalera, 471-476
 funciones lógicas, 474-476
registros de corrimiento, 485-486
- relevadores internos, 480
relevadores maestros, 486-487
saltos, 487
secuenciación, 481-482
temporizadores, 482-484
- controlador PID, 394
- controlador proporcional electrónico, 338
- controladores de tres términos (PID), 336, 344
- controladores digitales, 345-347
modos de control, 346
- controladores en lazo abierto, 333
controladores en lazo cerrado, 333
autorregulación en, 357
- control adaptable, 351-354
- control de velocidad, 351
- control digital, 345-347
desempeño, 347-348
- error en estado estable en los, 335-337
- modo derivativo, 337-338, 340-342
modo en dos posiciones, 337-339
modo integral, 338, 342-344
- modo PID, 338, 344
 modo proporcional, 337, 339, 341
 respuesta del sistema, 340

modos de control, 337-338
para lector de disco duro, 554-555
retardadores, 336
sintonización, 348-350
controladores PIC, *vea* controlador de interfase periférico
controladores secuenciales, 19-21
conversión analógica a digital (ADC), 20, 101-104
conversión digital a analógica (DAC), 98
interfaz, 465
conversiones de código en los PLC, 490
convertidor
de código, 122-126
dual de rampa, 103-104
en motores de ca, 227
convertidor analógico a digital (ADC), 95-98
convertidores digitales a análogos (DAC), 14
en controles digitales, 345
muestreo de velocidad, 347
teorema de muestreo, 97-98
convertidores digital a analógico (DAC), 16, 99-100
copiado masivo de entradas/salidas en los PLC, 471-472
corriente de desbalance de entrada, 74
corriente polarizada de entrada, 73
criterio de Nyquist, 97
cuantización,
error de, 97
intervalo, 97
niveles de, 97
curva de reacción de proceso, 349
Cybernetics CY512, 216

D

datos de protocolo, 499
datos retenidos, 130
decodificación de datos, 122
decodificador, 122
de dirección, 374
de 3 líneas a 8 líneas, 122, 124-125
decremento en sistemas dinámicos, 293
derivadas en la transformada de Laplace, 667
detección de error, método de paridad, 108
detectores de la temperatura de la resistencia (RDT), 57
devanado de campo en motores de cd, 217
diagrama de cuerpo libre, 245, 247
diagrama de flujo, 396-397

diagramas de Bode, 320-328
identificación del sistema, 326-328
para $G(s) = 1/s$, 321
para $G(s) = K$, 320-321
para sistemas de primer orden, 321-322
para sistemas de segundo orden, 322-324
realización de los, 324-326
diagramas de escalera en los PLC, 473
dientes de engrane helicoidal, 196
diferencia en matemáticas binarias, 573
diodo de protección, 80, 214-215
diodo Zener, 81
diodos, 209-210
de protección o flyback, 208
emisores de luz (LED), 147-149
direcccionamiento
absoluto, 405
de página cero, 405
del registro, 405
directo, 405, 406
directo de memoria (DMA), 107
extendido, 405, 406
implicado o inherente, 405
indexado, 405-406
indirecto, 405
inherente o implicado, 405-406
inmediato, 406-408
relativo, 407
discos
duros, 146, 554-556
formateados, 146
magnéticos, 145-146
diseño cinemático, 190
disparador Schmitt, 63-64
displays
alfanuméricos, 147
carga, 137-138
de lámpara incandescente, 147
en adquisición de datos, 151-154
registradores de datos, 155-156
tarjetas de clavijas, 151-153
para presentación de datos, 137-138, 151-155
para sistemas de medición, 137, 155-1157
medición de temperatura, 157-158
posición angular, 156-157
presión manométrica en, 155-157
sistema de alarma de temperatura, 157-158
poner en blanco, 463-464
dispositivo acoplado por carga (CCD), 62, 546
dispositivos periféricos, 373

dominio de s en la transformada de Laplace, 661
propiedad de corrimiento, 666
dominio del tiempo en la transformada de Laplace, 661
drenado de corriente (*sinking*) en los PLC, 469
duplicaciones, 97

E

ecuación booleana, 113
ecuaciones auxiliares, 288
ecuaciones diferenciales, 247, 277-278
EEPROM (PROM eléctricamente borrable), 373
efecto Hall, 44
ejes de engranes paralelos, 196-197
elemento
de control de los sistemas en lazo cerrado, 12-13
de corrección en sistemas en lazo cerrado, 13
de medición de los sistemas en lazo cerrado, 13
de proceso de los sistemas en lazo cerrado, 13
elementos PZT, 549
enclavamiento o retención de la salida, 466
engrane
con doble hilera de dientes helicoidales, 196
cónico, 196
helicoidal (corona), 196
intermedio, libre o loco, 197
recto, 196
entrada de cristal en los PIC, 392
entrada de paso
en sistemas de primer orden, 302-303
en sistemas de segundo orden, 305
en sistemas dinámicos, 279-280, 292
entrada de pulso en sistemas dinámicos, 279-280
entrada/salida
aislada, 444
análoga, 488-490
de los PIC, 390
de los PLC, 488-490
de memoria mapeada, 445
direcccionamiento de, 444-447
en los PLC, 466-467
actualización continua, 468
copiado masivo de entradas/salidas, 468-469
direcciones, 469
procesamiento, 468-469

- en serie en los PIC, 365
 listas de instrucciones en los PLC, 472-474
 funciones lógicas, 473-474
 ramificaciones, 473-474
 localización de fallas de la entrada
 a la salida, 523
 pruebas en los PLC, 525-526
 puertos en los PIC, 388-390
 registros, 445-447
 emisor acoplado lógico, (ECL), 108
 entrada senoidal
 en sistemas dinámicos, 280
 fasores en, 315-317
 ecuaciones, 316-317
 respuesta de frecuencia para, 314
 EPROM (ROM borrable y programable), 371-373
 error
 de cuantización, 97
 de histéresis de los transductores, 31
 de linealidad, 104
 de no linealidad de los transductores, 31
 de transductores, 30
 en estado estable en controladores en lazo cerrado, 335-336
 errores de amplificador, 80
 escaneo
 de interlazos en tubos de rayos
 catódicos, 139-140
 de no enlazado en tubos de rayos
 catódicos, 139-140
 estabilidad de los transductores, 32
 establecimiento del tiempo
 en los transductores, 34
 en sistemas dinámicos, 294
 estructura del programa en C, 425-432
 etapa conceptual del proceso de diseño, 5
 etiquetas en lenguaje ensamblador, 408
 exponente en números de punto
 flotante, 575
 extensómetro, patrón inactivo, uso del, 86
- F**
- factor de amortiguamiento, 290
 familias lógicas, 108
 falla del chip, 520
 fallas
 comunes de hardware, 518-519
 de circuitos abiertos, 520
 de interferencia, 520
 de software, 520
 por corto circuito, 520
- factor(es), 565
 fasores en entrada sinusoidal, 315-317
 ecuaciones, 316-317
 filtro
 activo, 84
 antiduplicación, 98
 de paro de banda, 83
 de paso alto, 83
 de paso bajo, 83
 de paso de banda, 83
 pasivo, 84
 filtros, 83-84
 firmware, 372
 flash ADC, 104
 flip-flop, 126-128
 D, 129-130
 de compuerta SR, 129
 JK, 129
 SR, 126-128
 flotadores, 55
 forma de rampa del ADC, 103
 formato JPEG, 548
 FORTRAN, 400
 fotodioides, 61-62
 fotorresistores, 62
 fototransistores, 62
 Darlington, 62
 fracciones parciales en la transformada de Laplace, 668-669
 frecuencia
 de corte, 83
 de esquina en diagramas de Bode, 321-322
 fuente de señal
 aterrizada, 82
 flotante, 82
 fuelle, 277
 fuerza contraelectromotriz en motores de cd, 219
 función
 de paso unitario en la transformada de Laplace, 662-663
 de pertenencia, 360-361
 de pulso en la transformada de Laplace, 663-664
 unitario en la transformada de Laplace, 663
 de respuesta de frecuencia, 317
 de transferencia de frecuencia, 317
 delta de Dirac en la transformada de Laplace, 663
 Heaviside en la transformada de Laplace, 662
 función lógica
 AND en los PLC, 474-475
 NOR en los PLC, 475
 OR en los PLC, 475
 XOR en los PLC, 475
 funciones de transferencia, 299-302
 compensación, 310-311
 diagramas de Bode, 319-323, 327
 en controladores digitales, 346
 en sistemas de primer orden, 302-304
- ejemplos de, 302-304
 entrada de paso, 302-303
 en sistemas de segundo orden, 304-306
 ejemplos de, 306
 entrada de paso, 303
 plano de s, 310
 polos, 309
 sistemas en serie, 306-307
 ejemplos de, 307
 transformada de Laplace, 300-302
 funciones lógicas en los PLC, 474-476
 y lista de instrucciones en los PLC, 377, 378
 funciones lógicas NAND en los PLC, 475
 funciones periódicas en la transformada de Laplace, 666
- G**
- galga extensométrica indicadora de presión, 50
 ganancia de corriente en transistores bipolares, 212
 de voltaje, 70
 en estado estable en sistemas de primer orden, 284
 generador de ca, 48
 generador de pulsos lógicos de inspección para detección de fallas, 521
 generadores de bit de paridad, 119-120
 grabación magnética, 142-146
 códigos para, 143-145
 grabadores, 136
 grados de libertad, 190
- H**
- habilitación del registro de direcciones (ALE), 374
 hidráulicos, sistemas, 165-167
 husillo, 199
- I**
- impedancia de entrada, 70
 impedancia de salida, de los transductores, 33, 70
 impresoras, 141-142
 de inyección de tinta, 141
 de matriz de puntos, 141
 láser, 141-142
 indicadores, 136
 de presión, 50
 calibración de, 159
 en báscula de baño, 539
 en sistemas de medición, 155-156
 inductancia pura, 565
 inductores, 250-251
 ecuaciones, 251

inercia, momentos de, 204-205
 inercia hidráulica, 255
 ecuaciones, 257
 inercia neumática, 256
 ecuaciones, 257
 inspección por multímetro para
 localización de fallas, 520
 inspección visual para
 instrucciones de computadora, 400
 instrucciones en C, 425
 instrumentos virtuales, 152
 Intel 8051, 384-387
 acceso externo, 385
 ALE, 385
 entrada/salida serial, 386
 interrupción, 387
 juego de instrucciones, 588-589
 programa, 410
 PSEN, 385
 puertos de entrada/salida, 384-385
 RESET, 386
 temporizador, 386
 XTAL, 386
 inteligencia artificial, 356
 interconexión de sistemas abiertos, OSI, 500-502
 interfaz
 de bus CAN, 507
 de ciclo de corriente de 20 mA, 505
 de enlace de datos abierto (ODI), 502
 RS-232, 503-505
 serial, 454
 de los microcontroladores, 461-462
 USB, 507
 interfaces, 444
 análoga, 465
 buffers, 447-449
 de entrada, 365
 de salida, 365
 decodificación de una pantalla de
 siete segmentos, 462-465
 interrupciones, 451-453
 PIA, 457-460
 ejemplo, 460
 Inicialización, 458
 señales de interrupción, 458-459
 poleo, 450
 reconocimiento, 447, 449-450
 requerimientos, 447-457
 ADC y DAC, 448
 buffering/aislamiento, 447
 control del temporizador, 447
 conversión de código, 447
 serial a paralelo, 447-448
 serial, 454
 interfaz, sistemas de microprocesadores, 338-372
 interferencia electromagnética, 83

interfaces de comunicación paralela, 507-511
 bus de instrumentación de Hewlett Packard, 507
 interfaz GPIB, 507, 509
 interfaces de comunicación serial, 460-463, 503-507
 bus CAN, 507
 bus I₂C, 505-506
 interfaz firewire, 507
 interfaz USB, 507
 lazos de corriente de 20 mA, 507
 RS-232, 503-504
 interrupción
 de proximidad inductiva, 41
 límite, 63
 en barreras (plumas) de
 estacionamiento, 545
 interrupciones, 374, 456-458
 enmascarables, 457
 interruptor
 accionado con leva, 20, 531
 de lengüeta, 45
 temporizador, 531-533
 interruptores
 de estado sólido, 209-215
 de proximidad inductivo, 42
 fallas en los, 519
 introducción de datos con, 63-66
 mecánicos, 207-209
 relevadores, 208-209
 interruptores de estado sólido, 209-215
 diodos, 209-210
 MOFSET, 215
 tristores y triacs, 210-212
 transistores bipolares, 212-215
 interruptores mecánicos, 63, 207-209
 de estado sólido, 209-215
 relevadores, 208-209
 intervalo de cuantización, 97
 inversor en motores de ca, 227

L

LabVIEW, 152
 lámparas incandescentes, pantallas y, 147
 lanzamientos de interruptores, 63
 lazos
 abiertos, perturbación en, 310
 cerrados, perturbación en, 310
 láser en lectores de código de barras, 554
 latencia, 146
 lavadora doméstica, 395-396
 lazos de realimentación, 14, 307-308
 y autorregulación, 356
 lector de código de barras, 552-554
 lenguaje ensamblador, 400
 ejemplos de, 409-412
 programas, 407-413
 subrutinas, 413-416
 tablas de consulta, 416-419
 lenguajes, 400
 levas, 194-195
 en forma de corazón, 195-196
 en forma de pera, 195-196
 excéntricas, 195-196
 y seguidores de, 195
 ley
 de metales intermedios, 59
 de temperaturas intermedias, 60-61
 leyes
 de De Morgan, 578-579
 de Kirchhoff, 252
 libertad
 de movimiento, 190-191
 grados de, 190
 linealidad en sistemas de ingeniería, 271-273
 lista de instrucciones y ramificaciones en los PLC, 477-478
 localización de fallas, 515
 autoprueba, 523
 de la salida a la entrada, 523
 forzado, 525-526
 métodos sistemáticos para la, 523
 por división a la mitad, 523
 simulación, 524-525
 tarjetas emuladoras, 523-524
 técnicas de, 516-517
 lógica
 combinacional, 112-126
 difusa, 360-361
 digital, 112
 secuencial, 112, 126-132
 flip-flop, 126-128
 registros, 131
 sistema de alarma, 139

M

sistemas síncronos, 128-129
temporizador 589, 131-132

manejo de datos en los PLC, 487-489
comparación de datos, 488-489
conversiones de código, 489
movimiento de datos, 488
operaciones aritméticas, 489
manipulación de señal, 70
mantisa en números de punto flotante, 575
mapas de Karnaugh, 581-584
mallas, análisis de, 565
margen de fase, 331
margen de ganancia, 331
margen de ruido, 108
masas, 242-243
ecuaciones, 245
matemáticas binarias, 572-574
MATLAB, 594-598
funciones de transferencia, 597-598
graficación, 596-597
vea también SIMULINK
mecanismo
de doble cigüeñal, 193
de doble palanca, 193
de palanca-cigüeñal, 193-194
de retroceso rápido, 194
mecanismos, 188
mecatrónica
diseños, 531-542
báscula de baño, 539-542
interruptor temporizado, 531-534
movimiento del limpiaparabrisas, 535-539
ejemplos de sistemas, 4, 22-24
órigenes, 3
proceso de diseño, 5-6
y diseños tradicionales, 6
medición de temperatura, salida binaria de la, 157-158
medidor de movimiento de bobina, 137
medidores
análogos en presentación de datos, 137-138
digitales en presentación de datos, 137-138
memoria, 365
en sistemas de microprocesador, 370-373
EEPROM, 373
EPROM, 372-373
PROM, 372
RAM, 373
ROM, 371-372

método
de paridad para detección de error, 108
de reacción de proceso de la sintonización, 349-350
del último ciclo de sintonización, 351
MEMS, 20
método de acceso múltiple por detección de portadora y detección de colisión (CSMA/CD), 498
método de acceso múltiple por detección de portadora y evasión de colisión (CSMA/CA), 512
microcontroladores, 4, 366, 377-394
aplicaciones, 394-396
lavadora doméstica, 395-396
sistema de medición de temperatura, 394-395
Intel 8051, 377-380
acceso externo, 385
ALE, 385
entrada/salida serial, 386
interrupción, 387
PSEN, 385
puertos de entrada/salida, 384-385
RESET, 386
temporizador, 386
XTAL, 386
interfaz serial de, 461-462
microcontroladores
MicrochipTM, 387-393
Motorola M68HC11, 378-384
controlador de interrupción, 382
COP, 383
modos, 381-382
PWM, 383-384
temporizador, 382-383
terminales del oscilador, 382
selección, 393-394
sistemas embebidos, 418-421
microinterruptor, 43
micropresadores, 4, 365
embebidos, 365
microprogramas (firmware), 373
minuendo en matemáticas binarias, 573
modelo de interconexión de sistemas abiertos (OSI), 500-503
modelos matemáticos, 241-242
modo de comunicación
modelos de sistemas, 217
bidireccional o dúplex completo, 497
dúplex completo o bidireccional, 497
semidúplex o unidireccional, 497
simplex, 496
unidireccional o semidúplex, 470
modo de control de dos pasos, 337, 342
modo de control derivativo, 337-338, 340-342
con modo proporcional, 341-342

modo de control integral, 338, 342-344
con modo proporcional, 344-345
modo de control PID, 338, 345
modo de control proporcional, 337, 343-345
con control derivativo, 341-342
con modo integral, 343-344
con respuesta de sistema, 340
modos de comunicación de datos en serie, 496-497
modo dúplex completo o bidireccional, 497
modo semidúplex o unidireccional, 496
modo simplex, 496
modos de control, 333
modulación de amplitud de pulso, 88
modulación de pulso, 89
momentos de inercia, 204-205, 244
ecuaciones, 245
en sistemas de piñón y cremallera, 267-268
mosaico de Bayer, 548
MOSFET, 215
motor bipolar, 230
motor de cd de excitación independiente, 219
motor de inducción monofásico de jaula de ardilla, 223
motor de vástago, 185
motor paso a paso de imán permanente, 228
motor paso a paso de reluctancia variable, 227-228
motor paso a paso híbrido, 228
motor unipolar, 230
motores
fallas en los, 519
selección, 204-205
 motores compuestos, 220-221
 motores controlados por armadura, 269-270
 realimentación negativa en, 308
 motores controlados por campo, 271
 funciones de transferencia en, 307
 motores de ca, 225-227
 de inducción de tres fases, 223
 motores de cd, 216-223
 compuestos, 197-198
 como sistemas electromecánicos, 197-200
 funciones de transferencia en, 307
 motores de cd de escobillas, 216-218
 con devanado de campo, 218-219
 control de los, 219-221
 motores de cd de imán permanente sin escobillas, 221-222
 motores de minipasos, 232

motores en paralelo, 219
 motores paso a paso, 227-232
 características, 230
 control, 229-232
 en cámaras digitales, 548
 en limpiaparabrisas, 535
 especificaciones, 229
 minipasos, 232
 retardo con, 417-418
 motores síncronos, 223
 Motorola M68HC11, 378-384
 controlador de interrupción, 382
 COP, 383
 juego de instrucciones, 586-587
 interfaz de comunicación serial, 454
 interrupciones, 452
 modos, 381-382
 programa, 409
 PWM, 383-384
 reconocimiento, 449-450
 temporizador, 382-383
 terminales del oscilador, 382
 movimiento
 de traslación, 189
 rotacional, 189
 rotacional a traslacional, 198
 tipos de, 189-191
 movimiento de los limpiaparabrisas, 535-539
 adaptador de interfaz periférico en el, 535
 multiplexión de división de tiempo, 106
 multiplexores, 105-106
 digitales, 105-106
 multivibrador monoestable, 131-132

N

nivel de señal, 70
 niveles de cuantización, 97
 no linealidad en sistemas de ingeniería, 272
 nodos, análisis de, 565
 nodos, 191
 en redes, 497
 Norton, teorema de, 565
 Novell Netware, 502
 NuBus, 511
 números binarios, 99, 571-572
 con signo, 573
 sin signo, 573
 números de punto flotante, 575
 normalizados, 575

O

obturadores, 182
 ohms, 565
 ondas senoidales, generación de, 565
 operación correcta de la computadora (COP), 383, 515
 operación unipolar de DAC, 94
 operaciones
 aritméticas en los PLC, 488
 basadas en el reloj, 333
 basadas en eventos, 333
 de operadores sobre bits en C, 429
 operadores
 aritméticos en C, 428
 de relación en C, 428
 lógicos en C, 429
 operando, 404, 408
 optoaislador Darlington, 81
 optoaislador transistor, 81
 optoaisladORES, 82
 triac, 82
 oscilaciones autosustentadas, 330
 osciloscopio
 de inspección para localización de fallas, 519
 de rayos catódicos, 138-139
 OSI, interconexión de sistemas abiertos, 500-502

P

palabras clave en C, 425
 palanca articulada, 193
 pantalla
 de cristal líquido (LCD), 147-149, 151
 de lámpara de neón, 147
 pantallas de matriz de puntos, 147, 148, 150
 par bimetálico, 56-57
 par del motor, 204-205
 paridad impar, 107
 PASCAL, 400
 patrón de reconocimiento, 357, 362
 película de fluoruro de polivinilideno (PVDF), 54
 percepción, 356-357
 periféricos, 444
 petición de repetición automática (ARQ), 517
 pico de resonancia, 330
 pila, 412
 pinzas lógicas de inspección para detección de fallas, 521
 piñón de engranes, 197

pixeles, 140
 plano de s en funciones de transferencia, 310
 poleo, 374, 450
 polos de campo en motores de cd, 216
 polos de interruptores, 63
 polos en funciones de transferencia, 309
 posición angular de la rueda de la polea, 157-158
 posiciones de palanca, 193
 potencia en números de punto flotante, 575
 potenciómetro rotatorio, 268
 plug-and-play, 480
 precisión de los transductores, 30
 preprocesadores en C, 426-427
 presentación de datos
 displays para, 136-137, 147-151
 elementos, 137-142
 impresoras, 141-142
 medidores análogos y digitales, 137-138
 osciloscopio de rayos catódicos, 138-139
 registros en tablas análogas, 138
 unidad de exhibición visual, 139-141
 grabación magnética, 142-145
 discos, 144-145
 grabación óptica, 145-146
 vea también sistemas de medición
 presión manométrica, 180
 primer teorema de corrimiento de la transformada de Laplace, 666
 principio de la restricción mínima, 190
 principio de superposición, 77, 271
 procesamiento de señales digitales, 108-109
 procesamiento de señales en tiempo discreto, 108
 producto de sumas en álgebra booleana, 581
 programa, 19, 400
 programa Buffalo, 524
 programación, 396-397
 programas en escalera en los PLC, 472-476
 funciones lógicas, 474-476
 programas en lenguaje C, 424-439
 programas en lenguaje ensamblador, 407-421
 programas en seudocódigo, 397-398
 PROM (memoria programable de sólo lectura), 372
 propiedad de corrimiento de la transformada de Laplace, 666
 propiedad de corrimiento del dominio del tiempo en la transformada de Laplace, 666

propiedad de linealidad de la transformada de Laplace, 666
protección en condicionamiento de señal, 70, 80-82
protocolo Bisync, 500
protocolo de automatización de la manufactura (MAP), 501
protocolo técnico y de oficina (TOP), 502
protocolos inalámbricos, 513
protocolos para transmisión de datos, 499-500
prueba
 de verificación de la suma, 523
 del programa en los PLC, 525
 lógica de inspección para detección de fallas, 520-521
pseudocódigo, 396-398
pseudooperaciones, 408
puente de Wheatstone, 83-88
 balanceado, 83-84
 calibración del, 159
 compensación de temperatura, 84-87
 compensación del termopar, 87-88
 en básculas de baño, 540-541
puerto paralelo esclavo IN PICS, 392
pulso con modulación, 88
pulso con modulación (PWM), 221-222
punto de rompimiento o frecuencia de esquina en los diagramas de Bode, 321

R

radio en números de punto flotante, 575
RAM (memoria de acceso aleatorio), 373, 375, 377
rampa en sistemas dinámicos, 279-280
rango de transductores, 30
razón de decaimiento o decremento en sistemas dinámicos, 293
razón de Poisson, 87
razón de rechazo al modo común (CMRR), 76
razón de transferencia, 83
razonamiento, 358-361
 basado en la regla, 358-361
 determinístico, 358
 mecanismo para el, 358-359
 no determinístico, 358
realimentación, 9-11
 de velocidad, 351
 negativa, 12, 307
 ejemplos de, 308
 positiva, 12
receptor/transmisor asíncrono universal (UART), 459

reconocimiento
 (handshaking), 449-450
 completo de entrada/salida, 450
 de muestreo y reconocimiento, 449
red de área ancha (WAN), 498
red de área local (LAN), 498
red de resistores pesados, 99
red en escalera $R-2R$, 99
redes, 497-499
 estándares, 501-503
 neurales, 357-358
 topología, 497-498
redundancia cíclica de los bits de verificación, 499
redundancia cíclica de verificación (CRC), 517-518
referenciación del apuntador en C, 437
registro
 acumulador, 368-369
 de apuntador de instrucciones, 369
 de bandera, 369
 de código de condición, 369
 de direccionamiento de memoria, 370
 de direcciones, 372
 de estado, 369
 de instrucciones, 370
 del apuntador de pila, 370
 del contador de programa, 369
 de corrimiento en los PLC, 485-486
registros
 de datos, 131
 de función especial, 387
 de propósito especial, 392-393
 de propósito general, 370
 de tablas analógicas, 138
 en sistemas de microprocesador, 368-370
regla
 de Baye, 359-360
 de Ziegler-Nichols, 353
regresos en C, 426
relevador interno, auxiliar o marcador en los PLC, 480
relevadores, 208-209
 auxiliares en los PLC, 480
 de tiempo de retardo, 209
 fallas en, 519
 internos en los PLC, 480
 maestros en los PLC, 486-487
repetibilidad de transductores, 31-32
reproducibilidad de los transductores, 31-32
resistencia hidráulica, 254
requerimientos de potencia, 217
resistencia pura, 565
 ecuaciones, 258
resistencia neumática, 252
 ecuaciones, 258
resistencia térmica, 261
 ecuaciones, 262
resistor, 249-250
 ecuaciones, 250
resolución
 de los transductores, 32
 en señales digitales, 91, 97
resorte de retorno, 200
resortes, 242-243, 272
 ecuaciones, 245
 torsionales, 244
respuesta aperiódica, 551
respuesta de frecuencia, 317-320
 diagramas de Bode, 320-328
 construcción, 324-326
 identificación del sistema, 326-328
 para $G(s) = 1/s$, 321
 para $G(s) = K$, 320-321
 para sistemas de primer orden, 321-322
 para sistemas de segundo orden, 322-324
 en sistemas de primer orden, 317-319
 en sistemas de segundo orden, 318-319
 especificaciones de desempeño, 329-330
 estabilidad, 330-331
 para entrada sinusoidal, 314
respuesta forzada
 en sistemas de primer orden, 281-282
 en sistemas dinámicos, 278-279
respuesta libre
 en sistemas de primer orden, 280-281
 en sistemas dinámicos, 278-279
respuesta transitoria y localización de polo, 308
respuestas
 en estado estable en sistemas dinámicos, 279
 transitorias en sistemas dinámicos, 279
retardadores en controladores en lazo cerrado, 335
retardo con motores paso a paso, 417-418
retardo de propagación, 108
retroceso rápido, mecanismo de, 179
robot para levantar y depositar objetos, 542-545
rodillo de agujas, 204
ROM (memoria de sólo lectura), 371-372, 377
ruído, 70
ruta en sentido directo, 307

S

salida binaria de medición de temperatura, 157-158
 saltos condicionales en los PLC, 487 en los PLC, 487
 saturación en transistores bipolares, 213
 SCS-Thomson, 216
 Schottky, TTL, 120
 secuenciación en los PLC, 481-482
 secuencias de escape en C, 430
 seguidor de leva
 de cuchillo, 196
 de punta, 196
 de rodillo, 196
 deslizante, 196
 en forma de hongo, 196
 oscilatorio, 196
 plano, 196
 seguidor de voltaje, 72
 seguidores de leva, 195, 196
 seguro de trinquete, 200
 semiconductor complementario metal-óxido (CMOS), 119-120
 sensibilidad
 a la carga, 53
 de los transductores, 30-31
 de voltaje, 53
 sensor
 de placa de orificio, 55
 de presión diferencial, 56
 inductivo, 551
 medidor de turbina, 55
 señal de salida, 69
 táctil, 54
 sensores, 8, 29-30
 de capacitancia, 38-39
 de desplazamiento, 35
 de desplazamiento de empuja-jala, 39
 de efecto Hall, 45-47, 224
 de flujo de líquido, 54-55
 de fuerza, 50
 de galga extensométrica, 37-38
 de luz, 61-62
 de movimiento, 47-49
 de nivel de líquido, 55-56
 de posición, 35
 de presión, 49-56
 calibración de los, 159
 de presión de fluido, 49-53
 de presión de fluido de la cápsula, 51
 de presión de fluido de los fuelles, 51
 de proximidad, 35
 de proximidad de corrientes parásitas, 41
 de temperatura, 56-61
 calibración de los, 159

de velocidad, 47-50
 del potenciómetro, 35-37
 duales piroeléctricos, 48
 fallas en los, 518-519
 fotosensitivos, 45
 inteligentes, 29-30
 neumáticos, 43
 piezoelectrónicos, 52-53
 piroeléctricos, 47-49
 selección de los, 62-63
 terminología de desempeño, 30-35
 señal
 de filtración, 83-84
 tipo recto de, 70
 señales
 del reloj, 128
 digitales, 95
 SIMULINK, 598-599
sinking, drenado de corriente en los PLC, 469
 sintonización de controladores, 349-351
 método de la última ganancia, 351
 método de reacción del proceso, 352
 sistema de alarma, 130
 de temperatura, 156-157
 sistema de comunicación jerárquica, 495
 sistema de control
 de fluido, 184-185
 del motor, 23-24
 sistema de medición de temperatura, 394-395
 sistema de piñón y cremallera, 199, 267-268
 sistema de tornillo y tuerca, 199
 sistema numérico
 decimal, 571-572
 hexadecimal, 571-572
 octal, 571-572
 sistema torsional, 291
 sistemas, 6-8
 adaptables basados en un modelo de referencia, 354
 alambrados, 13
 asíncronos, 128
 con ciclos de realimentación, 307-308
 en serie, 306-307
 ejemplos de, 307
 conectados, 8
 críticamente amortiguados, 288
 de actuación, 165
 de actuación mecánica, 188-189
 carga, 191
 libertades y restricciones, 190-191
 tipos de movimiento, 189-191
 de comunicación distribuidos, 495
 de conducción, 207
 de control, 9-19
 realimentación, 9-11
 de control adaptables, 349-352
 control de ganancia
 preprogramada, 351
 programado, 351
 regulador autosintonizable, 351-352
 de control análogo, 16-17
 de control continuo, 333
 de control digital, 16-17
 de control discreto, 333
 de display, 9
 de elemento de comparación en lazo cerrado, 12
 sistemas diferenciales, 82
 sistemas en lazo abierto y en lazo cerrado, 310
 sistemas de medición, 7-9
 calibración de los, 159-160
 pantallas para los, 135, 155-158
 indicadores de presión, 151-152
 medición de temperatura, 158-159
 posición angular, 157-158
 sistema de alarma de temperatura, 156-157
 prueba, 159
 sistemas de microprocesadores, 366-377
 buses, 367-368
 ejemplos, 374-377
 en báscula de baño, 539
 entrada/salida, 373-374, 377
 fallas en, 520-523
 técnicas para localización de fallas, 520-522
 memoria, 370-373
 microprocesador, 368-371
 unidad de control, 369
 unidad lógica y aritmética (ALU), 369
 registros, 369-371
 sistemas de modelado, 7-8
 sistemas de parámetros concentrados, 242
 sistemas de primer orden
 como sistema dinámico, 280-286
 constante de tiempo, 284-286
 ejemplos de, 282-284
 respuesta forzada, 281-282
 respuesta libre, 280-281
 constante de tiempo en los, 284-286
 diagramas de Bode para, 321-322
 entrada escalón en los, 302-303
 funciones de transferencia, 302-304
 ejemplos, 302-304
 entrada escalón, 302-303
 ganancia en estado estable, 285
 respuesta de frecuencia, 317-319
 respuesta forzada en los, 281-282
 respuesta libre en los, 280-281

- transductores como, 282
transformada de Laplace en los, 302
sistemas de resorte-amortiguador-masa, 246, 248
como sistemas de segundo orden, 286-287
sistemas de segundo orden
como sistemas dinámicos, 286-292
ejemplos de, 290-292
medidas de desempeño, 292-295
respuesta forzada, 289-290
respuesta libre, 287-289
condiciones de estado estable en, 290
diagramas de Bode para, 322-324
entrada de paso en, 305
funciones de transferencia, 304-306
ejemplos de, 306
respuesta de frecuencia en, 319-320
sistema resorte-amortiguador-masa, 286-287
transformadas de Laplace en, 304
sistemas dinámicos
ecuaciones diferenciales en los, 277-278
entradas, formas de, 279-280
identificación del sistema, 294
modelado de, 272
sistemas de primer orden, 280-286
constante de tiempo, 284-286
ejemplos de, 282-284
respuesta forzada, 281-282
respuesta libre, 280-281
sistemas de segundo orden, 286-292
ejemplos de, 290-292
medidas de desempeño, 292-295
respuesta forzada, 290-291
respuesta libre, 287-289
respuestas libre y forzada, 278-279
respuestas transitoria y permanente, 279
sistemas eléctricos de actuación, 207
interrupciones, 207-209
de estado sólido, 209-215
relevadores, 208-209
 motores de ca, 225-227
 motores de cd, 210-225
 motores paso a paso, 227-232
 solenoides, 215-216
sistemas electromecánicos, 268-271
motor de cd, 268-271
potenciómetro rotatorio, 268
sistemas embebidos, 4-5, 418-421
sistemas en ingeniería, 267
linealidad, 271-273
no linealidad en, 272
sistemas electromecánicos, 268-271
sistemas rotacional-traslacional, 267-268
sistemas en lazo abierto, 11-12
sistemas en lazo cerrado, 11-12
elementos de los, 12-15
funciones de transferencia en los, 307
sistemas estables, 308, 310
sistemas hidráulicos, 165-167
en robot para levantar y depositar
objetos, 544
fallas en los, 519
sistemas inestables, 308, 310
sistemas mecatrónicos
barrera (plumas) de estacionamiento, 545-546
cámara digital, 546-551
control del motor de un automóvil, 551-552
disco duro, 523-525
lector de código de barras, 554-556
robot para levantar y depositar
objetos, 542-543
sistemas microelectromecánicos (MEMS), 20
sistemas neumáticos, 156-169
fallas en los, 519
robot para levantar y depositar
objetos, 542
sistemas numéricos, 571-576
binario, 571
decimal, 571
decimal codificado en binario, 571
hexadecimal, 571
octal, 571
sistemas programables, 13
sistemas rotacionales, 244-245
sistemas rotacionales-traslacionales, 267-268
sistemas síncronos, 128-129
sistemas sobreamortiguados, 288
sistemas subamortiguados, 289, 292
sobrepaso en sistemas dinámicos, 291
software, 373, 401
solenoides, 215-216
subrutinas, 412-415
de retardo, 413-415
suma de productos en álgebra booleana, 579
suma en matemáticas binarias, 572
sumando en matemáticas binarias, 572
suministro de corriente (*sourcing*) en los PLC, 469
sustraendo en matemáticas binarias, 573
tablas de verdad, 113-118
en álgebra booleana, 579-581
tacogenerador, 47-48
de reluctancia variable, 47-48
tarjetas de clavijas para DAQ, 151-153
tarjetas de quitar y poner, 152
tasa de gran volumen, 81
teclados, 64-65
temporizador 131-133, 534, 589
temporizador vigilante, 383
temporizadores
en cascada en los PLC, 483
en PIC, 390-391
en PLC, 482-483
teorema de muestreo, 97-98
de Shannon, 97
teorema de valor final, 337
teorema del segundo corrimiento
en la transformada de Laplace, 566
teoremas de valor final en la transformada de Laplace, 567
teoremas de valor inicial en la transformada de Laplace, 567
termistores, 56-57
en el control del motor de un automóvil, 551
termodiódos, 57-58
termopares, 58-61
termopilas, 61
Thévenin, teorema de, 565
tiempo
de búsqueda, 146
de conversión, 96, 114
de elevación de los transductores, 34
de elevación en sistemas dinámicos, 292
de respuesta de los transductores, 33-34
muerto de los transductores, 32
pico en sistemas dinámicos, 293
tierra virtual, 71
tiristores, 210-212
TIWAY, 502
topología
de la red de anillo, 497-498
de la red de árbol, 497
de la red de bus de datos, 497
de la red de estrella, 497
de la red de malla, 497-498
de la red jerárquica o de árbol, 497
topología de las redes, 497-498
tornillo de avance, 199
transductor analógico, 29
transductor digital, 29
transductores, 29-30
como sistemas de primer orden, 282
transferencia de datos en paralelo, 447, 449
muestreo y reconocimiento, 449

T

- tabla de vectores, 451
tablas de consulta, 412-415

transferencia de potencia, 83
transformada de Laplace, 300-302, 661-669
a partir de principios básicos, 661-662
en sistemas de primer orden, 302
en sistemas de segundo orden, 304
estándar, 664-665
fracciones parciales, 668-669
función de escalón unitario, 662-664
función pulso inversa, 668-669
propiedades de la, 665-667
unitaria, 662-663
transformador diferenciado variable rotatorio (RVDT), 41
transformador diferencial de variación lineal (LVDT), 39-41
con fuelle, 51
transformadores diferenciales, 39-41
transistor bipolar, 212-215
transistores, 57-58
buffer, 214
de efecto de campo de semiconductor de óxido metálico (MOSFET), 215
par de Darlington, 214
transistor-transistor lógico (TTL), 137
transmisión asíncrona, 454, 496
transmisión de banda ancha, 498-499
transmisión de datos
control de acceso a la red, 498
en paralelo, 495-496
en serie, 496-497
protocolos, 499-500
redes, 497-499
velocidad de la, 496
transmisión en banda base, 499
transmisión síncrona, 496
trayectoria de realimentación, 307

trazador de corriente para fallas, 521
trenes de engranes, 196-198
compuestos, 168
triacs, 210-212
trinquete, 199
tubo de Bourdon, 50-51

U

ubicación de los polos y respuesta transitoria, 308
unidad central de procesamiento (CPU), 366, 368-371
unidad de exhibición visual (VDU), 139-141
unidad de muestra y retención, 96
USB, 480

V

válvula
de carrete, 169-170, 273-274
de carrete giratorio, 170
de doble asiento, 181
de un asiento, 172
de un solenoide, 172
de vástago, 172
válvulas, 169
de alivio, 173
de control de presión, 173-174
de control de proceso, 180-185
clavijas, 181-183
cuerpo de las válvulas, 181-183
tamaño, 183-184
de control proporcional, 178-179

de operación piloto, 173-174
de posición finita, 169
de posición infinita, 169
de presión limitada, 173-174
de regulación de presión, 173
de secuencia de presión, 174
de servocontrol, 178-179
direccionales, 173
direccionales de control, 169-173
símbolos, 172-174
variables en C, 427-428
vástago de apertura rápida, 181
vector de la interrupción, 451
velocidad síncrona en motores de ca, 2226
verificación
de la suma, 108
de paridad, 146, 516-519
verificaciones
de código de error, 133, 487, 488-489
de diagnóstico, 516
de replicación, 515
de restablecimiento, 515
de temporizadores vigilantes, 515-517
de valor esperado, 515
temporizadas, 515
visualizadores puestos en blanco, 463-464
voltaje
de ajuste, 80
de modo común, 76-77
de respaldo en relevadores, 208
voltímetro digital, 138
Z
Zadeh-Lofti, 360
Ziegler-Nichols, 353

